А. Х. Синельников

БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ



·ЭНЕРГИЯ·

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 706

А. Х. СИНЕЛЬНИКОВ

БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1969

6Ф2.12
С 38
УДК 621.375.4

Синельников А. Х.

С 38 Бестрансформаторные транзисторные усилители низкой частоты, М., «Энергия».

(Массовая радиобиблиотека. Вып. 706, 56 стр. с илл.

В книге излагаются вопросы, связанные с работой и конструированием бестрансформаторных транзисторных усилителей низкой частоты. Описывается практическая конструкция высококачественного термостабилизированного транзисторного бестрансформаторного усилителя с выходной мощностью до 3 *вт*.

Рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

3-4-5
358-68

6Ф2.12

ВВЕДЕНИЕ

Обычно в транзисторных усилителях низкой частоты (УНЧ) применяются трансформаторы: переходные, входные, выходные. Они служат для согласования высоких выходных сопротивлений транзисторов с низкими входными, для согласования низкоомной нагрузки громкоговорителя с высокоомным выходом оконечного каскада, для согласования источника сигнала со входом усилителя.

От качества трансформаторов в большой степени зависит качество воспроизведения. Нужная для получения высококачественного воспроизведения звука широкая полоса частот требует применения трансформаторов с большими индуктивностями первичных обмоток и малыми индуктивностями рассеивания. Конструкция таких трансформаторов получается сложной и дорогой, а габариты и вес значительными. Поэтому естественным было стремление радиоконструкторов и радиолюбителей избавиться от трансформаторов в транзисторных УНЧ, заменив их какими-либо другими элементами, например конденсаторами, резисторами, стабилитронами.

В каскадах усиления напряжения такая замена не встречает особых затруднений, и бестрансформаторные транзисторные усилители напряжения в настоящее время получили широкое распространение. Одной из разновидностей таких усилителей являются усилители с непосредственной связью, где согласование каскадов производится с помощью резисторов и стабилитронов. Появление мощных транзисторов и электролитических конденсаторов с емкостями в несколько тысяч микрофарад привело к разработке мощных УНЧ, способных работать без выходных трансформаторов даже на такую низкоомную нагрузку, какой являются современные динамические громкоговорители. Включение нагрузки непосредственно в выходную цепь усилительных элементов без выходного трансформатора позволяет устранить вносимые последним частотные, фазовые, переходные и нелинейные искажения. Становится возможным охватить усилитель более глубокой отрицательной обратной связью без опасности самовозбуждения, т. е. повысить качество усилителя.

Современные бестрансформаторные транзисторные усилители могут удовлетворить самым высоким требованиям, предъявляемым к качеству воспроизведения звука. Вместе с тем они экономичны, имеют малые габариты и вес *. Но до последнего времени наблю-

* Надо иметь в виду, что при сужении полосы воспроизведения со стороны низких частот до 200 *гц* УНЧ с трансформаторами на пермаллоевых сердечниках получается дешевле, легче и меньше по габаритам. А при полосе от 30—50 *гц* — наоборот (*прим. ред.*).

дается определенное отставание в применении транзисторных бестрансформаторных усилителей. Это объясняется, в частности, их плохой термостабильностью. В литературе неоднократно публиковались статьи, посвященные бестрансформаторным транзисторным усилителям, однако вопросу их термостабилизации должного внимания не уделялось. Большинство описанных до сих пор бестрансформаторных транзисторных усилителей работоспособно лишь при нормальной температуре. При повышении температуры окружающего воздуха до 30—40° С, что вполне может быть при нормальной эксплуатации усилителя (например, под действием прямых солнечных лучей или же при нагреве транзисторов вследствие перегрузки), возникает лавинообразное увеличение неуправляемого тока покоя оконечных транзисторов, приводящее к тепловому пробою сразу нескольких транзисторов и к выходу усилителя из строя.

Отрицательная обратная связь по постоянному току с выхода усилителя на его вход, применяемая в бестрансформаторных транзисторных усилителях с непосредственной связью, не предотвращает возможности теплового пробоя оконечных транзисторов. Она стабилизирует лишь напряжение на оконечных транзисторах, а ток покоя по-прежнему остается неуправляем.

Для удовлетворительной работы бестрансформаторные транзисторные усилители должны иметь две независимые системы стабилизации. Одна из них должна поддерживать напряжение на каждом из оконечных транзисторов равным примерно половине напряжения источника питания, а вторая — стабилизировать ток покоя. Наиболее сложным является вопрос стабилизации тока покоя.

Обычно применяемое с целью термостабилизации режима транзистора включение резистора в его эмиттерную цепь в данном случае совершенно неприемлемо, так как приводит к резкому снижению полезной мощности и экономичности усилителя за счет плохого использования напряжения источника питания.

В этой книге рассматривается принцип работы бестрансформаторных транзисторных усилителей. Описываются различные схемы оконечных бестрансформаторных транзисторных каскадов. Проводятся анализ работы бестрансформаторного транзисторного оконечного каскада и порядок его расчета.

Рассматриваются вопросы термостабильности бестрансформаторных транзисторных усилителей, способы термостабилизации, а также влияние частотных свойств оконечных транзисторов на работу оконечного каскада. Даются рекомендации по учету частотных свойств транзисторов при расчете оконечного каскада. Приводятся схемы положительной обратной связи по питанию. Описывается практическая конструкция высококачественного термостабилизированного транзисторного бестрансформаторного усилителя.

1. ПРИНЦИП РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО БЕСТРАНСФОРМАТОРНОГО ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Схема транзисторного бестрансформаторного оконечного каскада изображена на рис. 1. Каскад состоит из двух усилителей на транзисторах T_1 и T_2 различной структуры — *p-n-p* и *n-p-n*, включенных по схеме с общим эмиттером. Усилитель на транзисторе T_1 питается от источника E_1, а усилитель на транзисторе T_2 — от источника E_2, причем $E_1 = E_2 = E$. Работают оба усилителя на общую нагрузку $R_н$. С помощью резисторов R_1 и R_2 на базы транзисторов подается начальное смещение, определяющее режимы их работы. Конденсаторы C_1 и C_2—разделительные. Они пропускают на базы транзисторов переменное напряжение усиливаемого сигнала $U_{вх}$ и не дают возможности постоянному напряжению смещения замкнуться через источник сигнала.

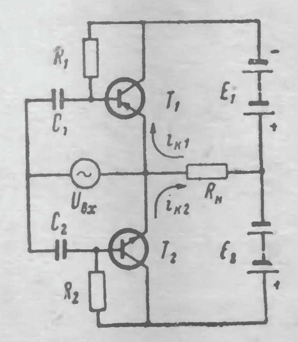


Рис. 1. Схема транзисторного бестрансформаторного оконечного каскада с включением транзисторов по схеме с общим эмиттером.

Рассмотрим работу оконечного каскада в режиме А. Как видно из рис. 1, в нагрузке коллекторные токи транзисторов — $i_{к1}$ и $i_{к2}$ направлены навстречу друг другу *, т. е. ток нагрузки равен разности коллекторных токов транзисторов

$$i_н = i_{к1} - i_{к2}. \qquad (1)$$

При отсутствии входного сигнала через транзисторы и нагрузку протекают токи покоя i_{01} и i_{02}, значения которых определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} i_{01} &= \frac{\beta_1 E}{R_1 + r_{б1} + (r_{э1} + R_н)(\beta_1 + 1)}; \\ i_{02} &= \frac{\beta_2 E}{R_2 + r_{б2} + (r_{э2} + R_н)(\beta_2 + 1)}, \end{aligned} \right\} \qquad (2)$$

где $r_б$ и $r_э$ — параметры Т-образной эквивалентной схемы транзистора;

β — коэффициент усиления транзистора по току.

---

* $i_{к1}$ и $i_{к2}$ — мгновенные значения коллекторных токов.

Обычно

$$R_1 \gg r_{б1}+(r_{э1}+R_н)(\beta_1+1);$$
$$R_2 \gg r_{б2}+(r_{э2}+R_н)(\beta_2+1),$$

тогда токи покоя приближенно равны:

$$\left.\begin{aligned} i_{01} &\approx \frac{\beta_1 E}{R_1}; \\ i_{02} &\approx \frac{\beta_2 E}{R_2}. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Из выражений (2) и (3) следует, что токи покоя можно менять, изменяя сопротивления резисторов R_1 и R_2. В данном случае для получения режима А сопротивления резисторов R_1 и R_2 должны быть выбраны так, чтобы токи покоя были больше амплитуд коллекторных токов, т. е. чтобы

$$i_{01} > I_{к1}; \quad i_{02} > I_{к2}.$$

При подаче входного сигнала положительная полуволна отпирает транзистор T_2 и запирает транзистор T_1. Коллекторный ток транзистора T_2 увеличивается, а транзистора T_1 уменьшается. Отрицательная полуволна, наоборот, отпирает транзистор T_1 и запирает T_2. В нагрузке появляются переменные составляющие коллекторных токов—$i'_{к1}$ и $i'_{к2}$, сдвинутые по фазе относительно друг друга на π. Если входной сигнал синусоидален, то переменные составляющие коллекторных токов в первом приближении * также синусоидальны и определяются следующими выражениями:

$$i'_{к1} = I_{к1} \sin \omega t;$$
$$i'_{к2} = I_{к2} \sin(\omega t+\pi) = -I_{к2} \sin \omega t.$$

Коллекторные токи транзисторов, представляющие собой алгебраическую сумму переменных и постоянных составляющих, будут равны:

$$i_{к1} = i_{01} + i'_{к1} = i_{01} + I_{к1} \sin \omega t; \quad (4)$$
$$i_{к2} = i_{02} + i'_{к2} = i_{02} - I_{к2} \sin \omega t. \quad (5)$$

Подставив в выражение (1) значения $i_{к1}$ и $i_{к2}$ из выражений (4) и (5), получим:

$$i_н = i_{01} - i_{02} + I_{к1} \sin \omega t + I_{к2} \sin \omega t. \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что в нагрузке переменные составляющие коллекторных токов транзисторов складываются, а постоянные составляющие вычитаются.

Если сопротивления резисторов R_1 и R_2 подобрать так, чтобы токи покоя транзисторов T_1 и T_2 были одинаковы, т. е. чтобы $i_{01} = i_{02}$ (что всегда имеет место в реальных усилителях), то постоянной составляющей в нагрузке не будет и ток нагрузки равен:

$$i_н = I_{к1} \sin \omega t + I_{к2} \sin \omega t = I_н \sin \omega t, \quad (7)$$

где $I_н = I_{к1} + I_{к2}$,
а напряжение на нагрузке равно:

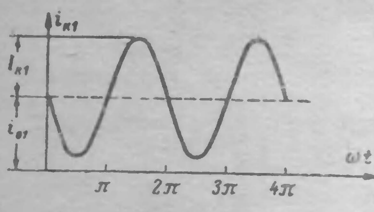
$$u_н = i_н R_н = I_н R_н \sin \omega t. \quad (8)$$

---

* Если пренебречь нелинейными искажениями, вносимыми транзисторами.

Формы коллекторных токов и тока нагрузки оконечного каскада, работающего в режиме А, показаны на рис. 2.

В оконечных каскадах бестрансформаторных усилителей транзисторы работают, как правило, в режиме, близком к теоретическому режиму В. На рис. 3 показаны формы коллекторных токов и токи нагрузки оконечного каскада, работающего в режиме В. Как видно из рисунка, токи покоя равны нулю. Транзисторы работают поочередно *. В то время, когда через один транзистор проходит ток, другой транзистор заперт.



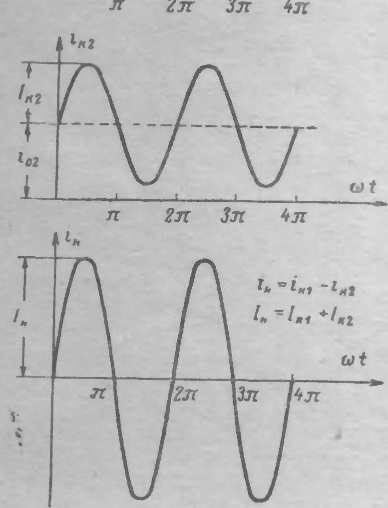


Рис. 2. Формы коллекторных токов и тока нагрузки оконечного каскада, работающего в режиме А.

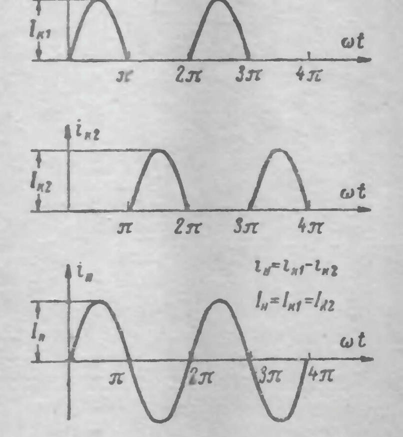


Рис. 3. Формы коллекторных токов и тока нагрузки оконечного каскада, работающего в режиме В.

Поэтому коэффициент усиления по напряжению оконечного каскада при работе в режиме В в 2 раза меньше, чем при работе в режиме А, и для работы каскада требуется в 2 раза большая амплитуда входного сигнала.

Обычно для улучшения частотной характеристики, уменьшения нелинейных искажений и увеличения входного сопротивления транзисторы оконечного каскада включают по схеме с общим коллектором. В схеме на рис. 1 для этого достаточно один конец источника сигнала отключить от точки соединения эмиттеров транзисторов и подключить к точке соединения источников питания E_1 и E_2, как это показано на рис. 4. В этом случае оконечный каскад будет пред-

---

* Это справедливо лишь для частот, значительно меньших предельной частоты усиления транзисторов. Подробно об этом см. в § 5.

ставлять собой два эмиттерных повторителя. При $R_н \gg r_э$, что в действительности всегда имеет место, коэффициент усиления оконечного каскада близок к единице, а входное сопротивление приближается к величине $\beta R_н$ (имеется в виду работа каскада в режиме В).

Выше было указано, что в реальных усилителях постоянная составляющая в нагрузке отсутствует. Отсутствие постоянной составляющей в нагрузке означает, что последовательно с нагрузкой можно включить конденсатор, и работа оконечного каскада от этого не изменится. Последнее обстоятельство дает возможность упростить

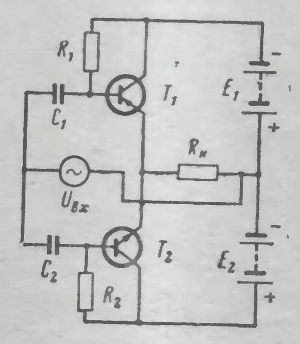


Рис. 4. Схема транзисторного бестрансформаторного оконечного каскада с включением транзисторов по схеме с общим коллектором.

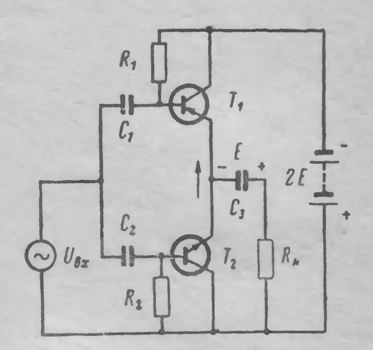


Рис. 5. Схема транзисторного бестрансформаторного оконечного каскада с одним источником питания и нагрузкой, включенной через конденсатор.

схему оконечного бестрансформаторного каскада, заменив два источника питания одним с удвоенным напряжением $2E$, а нагрузку через конденсатор подключить к плюсу источника питания (рис. 5) *. Плюс источника питания при этом становится общим выводом усилителя как для входной, так и для выходной цепей.

Работу оконечного каскада с одним источником питания и нагрузкой, подключенной через конденсатор к плюсу источника питания, можно объяснить следующим образом. При отсутствии входного сигнала через транзисторы T_1 и T_2 протекает ток покоя i_0. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 подбирают так, чтобы напряжение в точке соединения эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 было бы равно половине напряжения источника питания.

При этом конденсатор C_3 через нагрузку заряжается до этого напряжения. Полярность напряжения на конденсаторе показана на рис. 5. Емкость конденсатора C_3 выбирается из условия, чтобы его сопротивление переменному току на самой низкой из усиливаемых частот было бы значительно меньше сопротивления нагрузки, т. е. чтобы

$$\frac{1}{\omega_н C_3} \ll R_н.$$

---

* Как известно, для переменного тока источник питания обладает малым сопротивлением, поэтому, разумеется, можно также подключить нагрузку к минусу источника питания.

При выполнении этого условия напряжение на конденсаторе не успевает заметно измениться в течение периода колебаний усиливаемого сигнала и его поэтому можно считать постоянным и равным половине напряжения источника питания, т. е. равным *E*. Таким образом, последовательно с нагрузкой как бы включается дополнительный источник питания с напряжением *E* в полярности, противоположной основному источнику питания. Очевидно, что в этом случае напряжение питания каждого транзистора будет таким же, каким оно было в оконечном каскаде с двумя источниками питания т. е. будет равно *E*, и при подаче входного сигнала работа оконечного каскада с одним источником питания и нагрузкой, включенной через конденсатор, будет происходить аналогично работе оконечного каскада с двумя источниками питания, которая была рассмотрена выше *.

2. АНАЛИЗ РАБОТЫ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА БЕСТРАНСФОРМАТОРНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Как правило, транзисторы в оконечных каскадах бестрансформаторных усилителей работают в режиме, близком к теоретическому режиму В, а оконечные каскады строятся по двухтактным схемам. Под режимом В, строго говоря, надо понимать такой режим, когда ток покоя равен нулю. Однако для практического применения такой режим оказывается непригодным. В этом случае начинает сказываться кривизна начальных участков переходных характеристик транзисторов и появляются характерные нелинейные искажения типа «ступенька», проявляющиеся в виде неприятного хрипа в громкоговорителе.

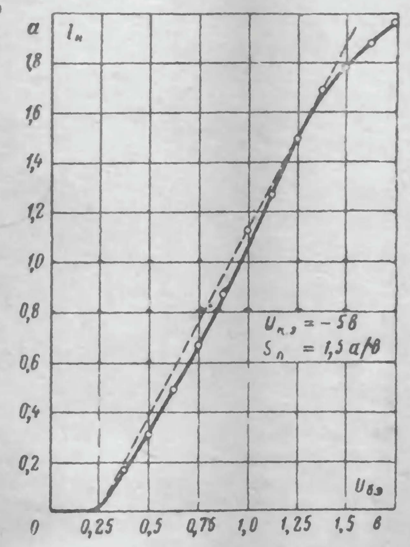


Рис. 6. Переходная характеристика транзистора типа П201.

На рис. 6 показана переходная характеристика транзистора типа П201. Как видно, в начале характеристики имеется «ступенька». Коллекторный ток возникает не сразу, а лишь при напряжении база—эмиттер, равном примерно 0,25 *в*. Затем коллекторный ток увеличивается почти линейно до 1,5—1,7 *а* с постоянной крутизной, равной, примерно 1,5 *а/в*. Это дает возможность идеализировать переходную характеристику транзистора, представив ее в виде прямой линии с крутизной, равной крутизне линейного участка действительной характеристики транзистора и

* Полезно иметь в виду, что для режима В переменная составляющая тока течет через источник питания напряжением 2*E* только в течение половины периода сигнала (*прим. ред.*).

начинающейся при некотором определенном значении напряжения база—эмиттер (в данном случае 0,25 *в*).

Идеализированная переходная характеристика транзистора типа П201 показана на рис. 6 штриховой линией, а на рис. 7 с помощью идеализированных переходных характеристик сделано построение формы тока нагрузки двухтактного бестрансформаторного оконечного каскада, схема которого была изображена на рис. 1, иллюстрирующее образование искажений типа «ступенька».

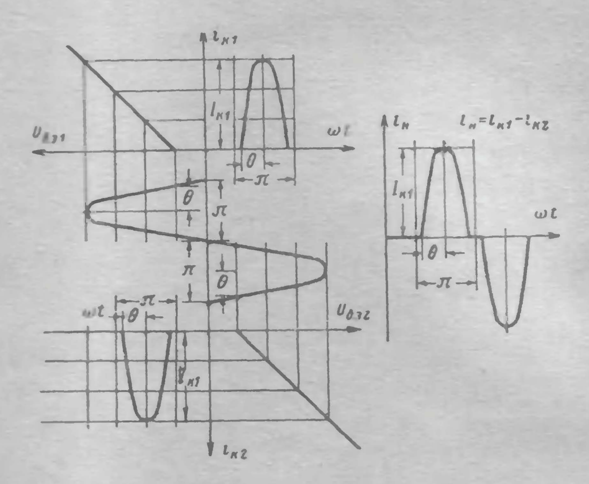


Рис. 7. Построение формы тока нагрузки оконечного бестрансформаторного каскада при отсутствии на базах транзисторов начального смещения.

На рис. 7 ток покоя равен нулю. Начальное смещение на базах транзисторов отсутствует. Из-за наличия «ступеньки» на переходных характеристиках углы отсечки коллекторных токов, как видно, делаются меньше 90° и транзисторы работают в режиме С. Каждый транзистор работает меньше половины периода. В течение некоторой части периода ток в нагрузке отсутствует. Выходной сигнал искажен наличием «ступеньки». При этом следует отметить, что искажения типа «ступенька» не исчезают даже при охвате усилителя глубокой отрицательной обратной связью. Как известно, отрицательная обратная связь уменьшает нелинейные искажения пропорционально фактору обратной связи $(1+K\beta')$, где K — коэффициент усиления усилителя, а β' — коэфициент обратной связи. Однако во время действия «ступеньки» коэффициент усиления мал, фактор обратной связи поэтому тоже мал и нелинейные искажения уменьшаются незначительно (практически вовсе не уменьшаются).

На рис. 8 ток покоя не равен нулю. На базы транзисторов подается начальное смещение. Как видно, нелинейные искажения типа «ступенька» исчезли. Транзисторы работают в режиме АВ. В мо-

мент, когда коллекторный ток одного транзистора становится меньше тока покоя, т. е. используется наиболее криволинейный участок характеристики, в работу вступает транзистор другого плеча, коллекторный ток которого в это время увеличивается.

Транзисторные бестрансформаторные оконечные каскады, как правило, работают с током покоя, значение которого выбирается

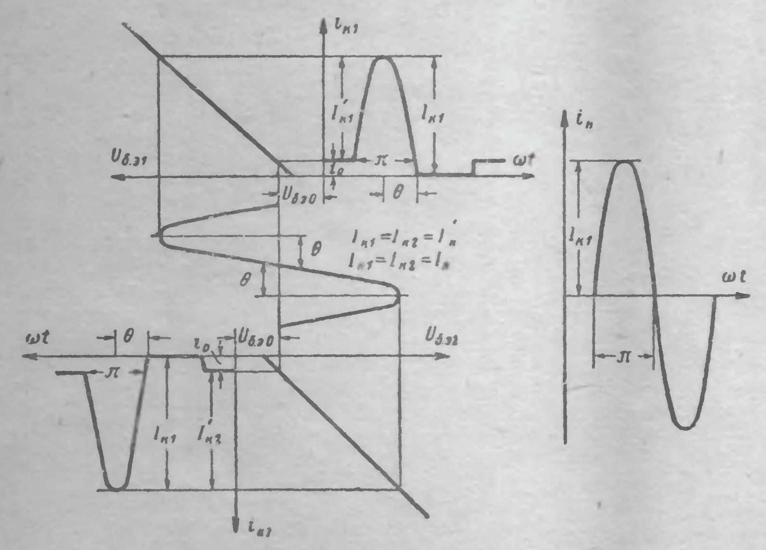


Рис. 8. Построение формы тока нагрузки оконечного бестрансформаторного каскада при наличии на базах транзисторов начального смещения.

как можно меньше, но таким, чтобы не было искажений типа «ступенька» при всех условиях эксплуатации усилителя.

По сравнению с максимальным импульсом коллекторного тока $I_{к.макс}$ ток покоя i_0 обычно мал

$$i_0 = (0{,}01 \div 0{,}02)\, I_{к.макс}, \qquad (9)$$

и такой режим работы транзисторов можно считать не отличающимся от теоретического режима В.

Анализ работы транзисторного оконечного бестрансформаторного каскада начнем с определения максимального импульса коллекторного тока $I_{к.макс}$, для чего воспользуемся схемой, изображенной на рис. 9.

На рис. 9 транзисторы T_1 и T_2 заменены ключами K_1 и K_2 с последовательно включенными резисторами — $R_{нас1}$ и $R_{нас2}$, сопротивления которых равны сопротивлениям насыщения транзисторов T_1 и T_2.

Конденсатор C_3 (см. рис. 5) заменен источником напряжения U_c. Напряжение этого источника, при достаточно большой емкости

конденсатора C_3, как было указано выше, можно считать постоянным и равным половине напряжения источника питания, т. е. $E/2$.

Для некоторых транзисторов в справочниках вместо сопротивления насыщения $R_{нас}$ дается падение напряжения на отпертом транзисторе $U_{ост}$ при определенном токе коллектора $I_к$ или же напряжение насыщения $U_{нас}$ при максимальном токе коллектора $I_{к.макс}$.

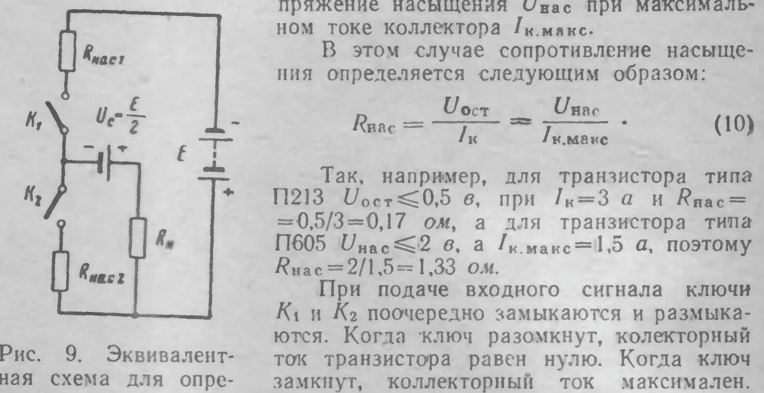


Рис. 9. Эквивалентная схема для определения максимального импульса коллекторного тока.

В этом случае сопротивление насыщения определяется следующим образом:

$$R_{нас} = \frac{U_{ост}}{I_к} = \frac{U_{нас}}{I_{к.макс}}. \qquad (10)$$

Так, например, для транзистора типа П213 $U_{ост} \leqslant 0{,}5$ *в*, при $I_к = 3$ *а* и $R_{нас} = 0{,}5/3 = 0{,}17$ *ом*, а для транзистора типа П605 $U_{нас} \leqslant 2$ *в*, а $I_{к.макс} = 1{,}5$ *а*, поэтому $R_{нас} = 2/1{,}5 = 1{,}33$ *ом*.

При подаче входного сигнала ключи K_1 и K_2 поочередно замыкаются и размыкаются. Когда ключ разомкнут, колекторный ток транзистора равен нулю. Когда ключ замкнут, коллекторный ток максимален. Очевидно, что максимальный коллекторный ток (максимальный импульс коллекторного тока) транзистора T_1 равен:

$$I_{к.макс1} = \frac{E - \frac{E}{2}}{R_н + R_{нас1}} = \frac{E}{2(R_н + R_{нас1})}$$

и максимальный импульс коллекторного тока транзистора T_2

$$I_{к.макс2} = \frac{E/2}{R_н + R_{нас2}} = \frac{E}{2(R_н + R_{нас2})}.$$

Обычно считают сопротивления насыщения обоих транзисторов одинаковыми

$$R_{нас1} = R_{нас2} = R_{нас}.$$

Тогда и максимальные импульсы коллекторных токов тоже одинаковы

$$I_{к.макс1} = I_{к.макс2} = I_{к.макс}$$

и будут определяться следующим выражением:

$$I_{к.макс} = \frac{E}{2(R_н + R_{нас})}. \qquad (11)$$

Транзисторы оконечного каскада должны быть рассчитаны на этот ток. Предельный ток коллектора $I_{к.доп}$ выбранных для оконечного каскада транзисторов должен быть больше максимального импульса коллекторного тока $I_{к.макс}$, определенного из выражения (11).

Введем коэффициент использования напряжения источника питания ξ

$$\xi = \frac{U_н}{E}, \qquad (12)$$

где $U_н$ — амплитуда напряжения на нагрузке (амплитуда выходного напряжения).

Заметим, что ξ линейно зависит от величины сигнала подводимого ко входу оконечного каскада усилителя

$$\xi = A u_{вх}. \qquad (13)$$

Очевидно, что в рассматриваемом оконечном бестрансформаторном транзисторном каскаде теоретически ξ может меняться от 0 до 0,5, т. е. амплитуда выходного напряжения может меняться от 0 до $E/2$.

В действительности максимальная амплитуда выходного напряжения никогда не может быть равна половине напряжения источника питания, так как всегда имеет место падение напряжения на сопротивлении насыщения $R_{нас}$ транзистора. Практически ξ может достигать 0,38—0,48, что зависит от типа транзисторов и сопротивления нагрузки.

Максимальное значение $\xi_{макс}$ можно определить по следующей формуле:

$$\xi_{макс} = \frac{R_н}{2(R_н + R_{нас})}. \qquad (14)$$

Так, например, в оконечном каскаде на транзисторах типа П213 ($R_{нас} \leqslant 0,17$ *ом*) при сопротивлении нагрузки $R_н = 5$ *ом* $\xi_{макс} = 0,485$, а в случае применения транзисторов типа П605 ($R_{нас} \leqslant 1,33$ *ом*) $\xi_{макс} = 0,395$. Или точнее с транзисторами типа П213 $\xi_{макс}$ находится в пределах

$$0,485 < \xi_{макс} < 0,5,$$

а с транзисторами типа П605

$$0,395 < \xi_{макс} < 0,5.$$

Для расчета оконечного каскада необходимо знать соотношение между амплитудой импульса коллекторного тока — $I_к$ и постоянной составляющей — I_0 этого импульса.

Считая форму сигнала синусоидальной и разлагая импульс коллекторного тока $I_{к1}$ (рис. 3) в ряд Фурье, получим:

$$I_0 = \frac{I_{к1}}{\pi}, \qquad (15)$$

но, так как

$$I_{к1} = I_н = \frac{U_н}{R_н}, \text{ а } U_н = \xi E, \text{ то}$$

$$I_0 = \frac{\xi E}{\pi R_н}. \qquad (16)$$

С учетом тока покоя i_0 и, приняв, что $I'_{к1} = I'_{к2} = I_к$ (рис. 8), постоянная составляющая будет равна:

$$I_0 = \frac{I'_к}{\pi} \sin\theta + i_0 \frac{\theta}{\pi},$$

где θ — угол отсечки.

При $i_0 \ll I_к$ это сводится к выражению

$$I_0 = \frac{I'_к}{\pi} + \frac{i_0}{2} + \frac{i_0^2}{2\pi I_к} \approx \frac{I'_к}{\pi} + \frac{1}{2} i_0. \qquad (17)$$

Однако при $i_0 \ll I_0$ величиной $\frac{1}{2} i_0$ обычно пренебрегают и постоянную составляющую определяют из выражения (16).

Определим мощность P_0, потребляемую оконечным каскадом от источника питания:

$$P_0 = I_0 E.$$

Подставив в это выражение I_0 из выражения (16), получим:

$$P_0 = \frac{\xi E^2}{\pi R_н}. \tag{18}$$

Определим полезную мощность $P_н$, отдаваемую в нагрузку:

$$P_н = \frac{U_н I_н}{2} = \frac{U_н^2}{2R_н},$$

но, так как $U_н = \xi E$, то получим:

$$P_н = \frac{\xi^2 E^2}{2R_н}. \tag{19}$$

Коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = \frac{P_н}{P_0} = \frac{\xi^2 E^2}{2R_н} \cdot \frac{\pi R_н}{\xi E^2} = \frac{\pi}{2} \xi. \tag{20}$$

Нетрудно видеть, что к. п. д. линейно увеличивается с увеличением ξ или, что то же самое, с увеличением входного сигнала.

При $\xi = \xi_{макс} = 0{,}5$

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 0{,}78,$$

т. е. теоретически к. п. д. оконечного каскада, работающего в режиме В, может достигать 78%. Реальный к. п. д. обычно не превышает 70%.

Напомним, что в режиме А даже теоретически к. п. д. не может превышать 50%. Реальный к. п. д. не превышает 35%.

Определим мощность, рассеиваемую на коллекторах транзисторов. Очевидно, что мощность, рассеиваемая на коллекторах обоих транзисторов — $2P_к$, равна разности мощности, потребляемой от источника питания и отдаваемой в нагрузку, т. е.

$$2P_к = P_0 - P_н. \tag{21}$$

Считая, что на коллекторах транзисторов оконечного каскада рассеивается одинаковая мощность, получим мощность, рассеиваемую на коллекторе каждого транзистора, равной

$$P_к = \frac{P_0 - P_н}{2}. \tag{22}$$

Подставив в это выражение значения P_0 и $P_н$ из выражений (18) и (19), получим:

$$P_к = \frac{E^2 \xi}{2\pi R_н} - \frac{E^2 \xi^2}{4R_н}. \tag{23}$$

Из этого выражения следует, что мощность, потребляемая оконечным каскадом от источника питания, растет линейно с увеличением входного сигнала, а полезная мощность увеличивается пропорционально квадрату входного сигнала, т. е. сначала $P_н$ растет медленнее, чем P_0, а затем быстрее. Это значит, что при каком-то значении ξ мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов, будет максимальной. Это обстоятельство хорошо видно из рис. 10, где построены графики изменения $P_н$, P_0 и $P_к$ в зависимости от ξ.

Максимальная мощность рассеивается на коллекторах транзисторов, как это видно из рис. 10, не при максимальном входном сигнале, а при некотором промежуточном его значении, соответствующем $\xi=\xi'$.

Найдем значение $\xi=\xi'$, при котором на коллекторах транзисторов рассеивается максимальная мощность.

Для этого в выражении (23) вынесем за скобку $E^2/4\pi R_н$, тогда

$$P_к = \frac{E^2}{4\pi R_н}(2\xi - \pi\xi^2). \qquad (24)$$

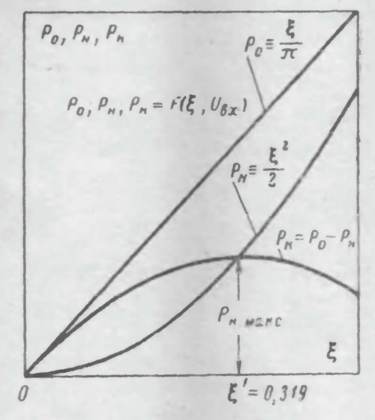


Рис. 10. Графики зависимости $P_н$, P_0 и $P_к$ от ξ.

Очевидно, что мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов, будет максимальной, когда выражение в скобках будет максимальным. Условия максимума найдем, продифференцировав это выражение по ξ и приравняв производную нулю:

$$\frac{d(2\xi - \pi\xi^2)}{d\xi} = 2 - 2\pi\xi = 0,$$

откуда

$$\xi = \xi' = \frac{1}{\pi} = 0,319.$$

Для определения максимальной мощности, рассеиваемой на коллекторе каждого транзистора оконечного каскада, подставим найденное значение ξ' в выражение (24)

$$P_{к.макс} = \frac{E^2}{4\pi R_н}\left(\frac{2}{\pi} - \pi\frac{1}{\pi^2}\right) = \frac{E^2}{4\pi^2 R_н};$$

$$P_{к.макс} = \frac{E^2}{4\pi^2 R_н} = 0,0254\frac{E^2}{R_н}. \qquad (25)$$

При дальнейшем увеличении сигнала мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов, уменьшается. Например, при теоретически максимально возможном сигнале, когда $U_н = 0,5E$ ($\xi = 0,5$), мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого транзистора, уменьшается по отношению к максимальной в 1,5 раза. Действительно,

при $\xi=0{,}5$ мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого транзистора оконечного каскада, будет равна:

$$R_к = \frac{E^2}{4\pi R_н}(2\xi - \pi\xi^2) = 0{,}0171 \frac{E^2}{R_н}.$$

Определим связь между максимальной полезной мощностью усилителя $P_{н\,макс}$ и предельной мощностью рассеяния на коллекторе транзистора оконечного каскада $P_{к.доп}$.

Из выражения (25) $E^2 = P_{к.макс} \cdot 4\pi^2 R_н$. Подставив найденное значение в выражение (19), получим:

$$P_н = P_{к.макс}\xi^2 \cdot 2\pi^2. \qquad (26)$$

Выше было указано, что на практике ξ может достигать значения 0,38—0,48, а предельная мощность рассеяния на коллекторе транзистора оконечного каскада $P_{к.доп}$ должна быть больше $P_{к.макс}$, определенной из выражения (25). Учтя это и приняв $\xi_{макс}=0{,}45$, получим:

$$P_{н.макс} \leqslant 4P_{к.доп}. \qquad (27)$$

Из этого выражения следует, что максимальная выходная мощность оконечного бестрансформаторного каскада, работающего в режиме В может в 4 раза превышать предельную мощность рассеяния на коллекторах транзисторов, примененных в оконечном каскаде. Выражение (27) дает возможность быстро проверить правильность выбора транзисторов оконечного каскада.

Для сравнения укажем, что в оконечном двухтактном бестрансформаторном каскаде, работающем в режиме А, максимальная выходная мощность каскада при тех же транзисторах в 4 раза меньше, чем в режиме В.

3. ТЕРМОСТАБИЛЬНОСТЬ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Как известно, параметры транзисторов в большой степени зависят от температуры. Поэтому изменение окружающей температуры или нагрев транзисторов в результате перегрузки, могут привести к нарушению нормальной работы оконечного каскада. Особенно неприятными являются температурные изменения обратного тока коллектора $I_{к0}$ и коэффициента усиления по току β. Обратный ток коллектора $I_{к0}$ у германиевого транзистора, например, удваивается при увеличении температуры на каждые 10° С. Коэффициент усиления по току β также значительно увеличивается с увеличением температуры. Сам по себе $I_{к0}$ мал и не может вызвать нарушение нормальной работы оконечного каскада. Так, например, у транзистора типа П214Б даже при температуре 70° С $I_{к0}$ не может быть больше 2 *ма*, а у транзисторов группы 1Т403 при тех же условиях — не более 0,8 *ма*. Однако при включении транзистора по схеме с общим эмиттером, как это имеет место в оконечных бестрансформаторных каскадах, температурные изменения коллекторного тока $\Delta I_к$ могут значительно превосходить температурные изменения обратного тока коллектора $\Delta I_{к0}$.

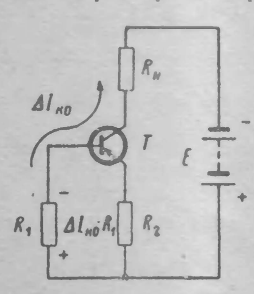


Рис. 11. Схема каскада с общим эмиттером.

Как видно из рис. 11, ток $\Delta I_{к0}$, протекая через резистор R_1 и переход база — коллектор, создает на резисторе R_1 напряжение, равное $\Delta I_{к0} R_1$. Полярность этого напряжения такова, что оно является отпирающим для транзистора.

Результирующее напряжение, приложенное между базой и эмиттером, будет равно $(\Delta I_{к0} - \Delta I_б) R_1$. Входное сопротивление транзистора, как было указано выше, $R_{вх} = r_б + (r_э + R_2)(\beta + 1)$, поэтому

$$\Delta I_б = \frac{(\Delta I_{к0} - \Delta I_б) R_1}{r_б + (r_э + R_2)(\beta + 1)}.$$

Если принять, что $R_1 \gg r_б$, а $R_2 \gg r_э$, то ток базы транзистора будет равен:

$$\Delta I_б = \frac{\Delta I_{к0} R_1}{R_1 + R_2(\beta + 1)}.$$

При этом, считая, что $\beta \gg 1$ и $I_к \approx I_э$, в цепи коллектор—эмиттер потечет ток, в β раз больший

$$\Delta I'_к = \beta \Delta I_б = \beta \frac{\Delta I_{к0} R_1}{R_1 + R_2(\beta + 1)},$$

и температурные изменения коллекторного тока будут равны:

$$\Delta I_к = \Delta I_{к0} + \Delta I'_к = \Delta I_{к0} \left(1 + \frac{\beta R_1}{R_1 + R_2(\beta + 1)}\right).$$

Как видно, температурные изменения коллекторного тока транзистора, в зависимости от соотношения между сопротивлениями, имеющимися в его базовой и эмиттерной цепях, а также в зависимости от коэффициента усиления по току могут значительно превышать $\Delta I_{к0}$.

Оценка термостабильности транзисторного каскада производится с помощью коэффициента нестабильности $S = \Delta I_к / \Delta I_{к0}$ *.

Коэффициент нестабильности показывает, во сколько раз температурные изменения коллекторного тока транзистора $\Delta I_к$ превышают температурные изменения обратного тока коллекторного перехода $\Delta I_{к0}$.

Очевидно, что для схемы на рис. 11 S будет определяться так:

$$S = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к0}} = 1 + \frac{R_1 \beta}{R_1 + R_2(\beta + 1)}.$$

Приняв $\beta \gg 1$, получим:

$$S = 1 + \frac{R_1}{\frac{R_1}{\beta} + R_2}. \qquad (28)$$

Из последнего уравнения следует, что термостабильность транзисторного каскада с повышением температуры ухудшается (так как β с повышением температуры увеличивается) и зависит от отношения R_1/R_2. Чем больше это отношение, тем термостабильность хуже. Поэтому обычным методом повышения термостабильности транзи-

---

* Иногда S в литературе называют коэффициентом стабильности.

сторного каскада является включение в эмиттерную цепь резистора R_2 с сопротивлением, большим сопротивления в цепи базы R_1. При $R_2 \gg R_1$ коэффициент нестабильности приближается к единице. Однако в оконечном бестрансформаторном каскаде такой метод не может найти применения по следующим причинам. Как было выяснено выше, максимальная выходная мощность оконечного бестрансформаторного каскада пропорциональна квадрату коэффициента использования напряжения источника питания [см. выражение (19)].

Включение в эмиттерную цепь транзистора оконечного каскада каких-либо сопротивлений означает резкое снижение коэффициента использования напряжения источника питания, а значит и резкое снижение полезной мощности усилителя и его к.п.д. $\left(\eta = \xi \frac{\pi}{2}\right)$. В случае включения термостабилизирующего резистора R_2 максимальное значение $\xi_{макс}$ будет определяться следующим выражением:

$$\xi_{макс} = \frac{R_н}{2(R_н + R_{нас} + R_2)}.$$

Вспомнив же, что $R_{нас}$ у современных мощных транзисторов находится в пределах от 0,17 до 1,5 *ом*, а сопротивление звуковой катушки современного динамического громкоговорителя составляет 5—10 *ом*, станет ясна неприемлемость в данном случае такого способа термостабилизации. Однако вопрос стабилизации тока покоя оконечных транзисторов является ключевым вопросом проектирования бестрансформаторных транзисторных усилителей. Отсутствие стабилизации тока покоя делает усилитель малонадежным, способным работать лишь при нормальной температуре. При повышении температуры окружающей среды или же при нагреве транзисторов вследствие перегрузки возникает лавинообразное увеличение неуправляемого тока покоя, приводящее к тепловому пробою оконечных транзисторов.

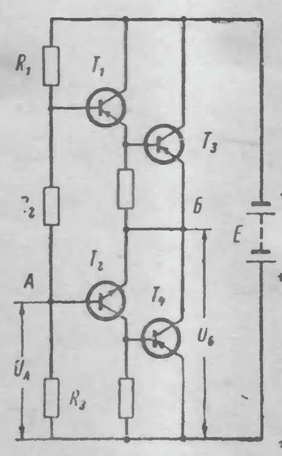


Рис. 12. Цепи постоянного тока оконечного бестрансформаторного каскада.

Для выяснения причины теплового пробоя оконечных транзисторов рассмотрим цепи постоянного тока в бестрансформаторном оконечном каскаде, схема которого изображена на рис. 12.

Оконечный каскад состоит из двух эмиттерных повторителей, один из которых собран на составном транзисторе структуры *p-n-p* (транзисторы T_1 и T_3), а другой на искусственном эквиваленте транзистора структуры *n-p-n* (транзисторы T_2 и T_4).

Вследствие того, что точка *Б* (рис. 12) является эмиттером искусственного эквивалента, а точка *A* — его базой, потенциал в точке *Б* — $U_Б$ будет приблизительно равен потенциалу в точке *A* — U_A, т. е. будет определяться соотношением между сопротивлениями резисторов R_1, R_2, R_3 и будет мало зависеть от изменений

окружающей температуры. Для нормальной работы оконечного каскада потенциал в точке Б должен быть равен половине напряжения источника питания. Это достигается соответствующим выбором сопротивлений резисторов R_1, R_2 и R_3. Поэтому при дальнейших рассуждениях потенциалы в точках А и Б будем считать постоянными и равными $E/2$.

Учитывая вышесказанное, ток покоя оконечных транзисторов с достаточной для данного случая точностью можно определить следующим выражением:

$$i_0 = \frac{U_{\text{см}}}{R'_{\text{вх.э}} + R'_{\text{вх.с}}} \beta_1\beta_3 + I_{\text{к01}} S_1 \beta_3 + I_{\text{к03}} S_3,$$

где β_1 и β_3 — коэффициенты усиления по току;
$I_{\text{к01}}$, $I_{\text{к03}}$ — обратные токи коллекторов транзисторов T_1 и T_3;
S_1 и S_3 — коэффициенты нестабильности схем на транзисторах T_1 и T_3;
$R'_{\text{вх.э}}$ и $R'_{\text{вх.с}}$ — входные сопротивления искусственного эквивалента и составного транзистора для постоянного тока;
$U_{\text{см}}$ — падение напряжения на резисторе R_2 (напряжение смещения оконечного каскада).

При $R_2 < R'_{\text{вх.э}} + R'_{\text{вх.с}}$

$$U_{\text{см}} = E\frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

С повышением температуры β, S и $I_{\text{к0}}$ увеличиваются. Ток покоя оконечных транзисторов увеличивается, что вызывает еще больший нагрев оконечных транзисторов и еще большее увеличение β, S и $I_{\text{к0}}$. Это в свою очередь вызывает еще большее увеличение тока покоя, еще больший нагрев транзисторов, еще большее увеличение β, S и $I_{\text{к0}}$ и т. д. до момента теплового пробоя оконечных транзисторов.

Для предотвращения теплового пробоя оконечных транзисторов необходимо, чтобы напряжение смещения $U_{\text{см}}$ уменьшалось с увеличением температуры. Иногда для этого вместо резистора R_2 (рис. 12) включают один или несколько германиевых диодов, прямое падение напряжения на которых, уменьшающееся с увеличением температуры, служит источником смещения для оконечного каскада. Однако в большинстве случаев температурных изменений прямого падения напряжения диода (примерно 2 *мв* на 1° С) оказывается недостаточным для эффективной стабилизации тока покоя оконечных транзисторов и приходится применять более сложные схемы стабилизации.

Хорошие результаты дает, например, применение специального компенсирующего транзистора, как это сделано в бестрансформаторном транзисторном усилителе, схема которого изображена на рис. 13.

Выше было указано, что в правильно рассчитанной схеме потенциал точки А почти не зависит от изменений окружающей температуры и равен половине напряжения источника питания, т. е. $U_A = E/2$ (о способах стабилизации потенциала точек А и Б будет подробно сказано ниже). Кроме того, напряжение коллектор—эмиттер транзистора T_3 мало (0,2—0,4 *в*) и им можно пренебречь. Поэтому ток коллектора транзистора T_3 можно считать независящим от

изменений окружающей температуры и определить его следующим выражением:

$$I_{к3} = \frac{\frac{E}{2}}{R_5}.$$

При этом ток базы транзистора T_3 будет равен:

$$I_{б3} = \frac{E}{2(\beta_3 R_5 + R_6)}. \qquad (29)$$

Напряжение смещения оконечных транзисторов, таким образом, равно:

$$U_{см} = I_{б3} R_6 = \frac{E R_6}{2(\beta_3 R_5 + R_6)}. \qquad (30)$$

При увеличении окружающей температуры или нагрева оконечных транзисторов вследствие перегрузки коэффициент усиления по току транзистора T_3 β_3, расположенного в непосредственной близости от

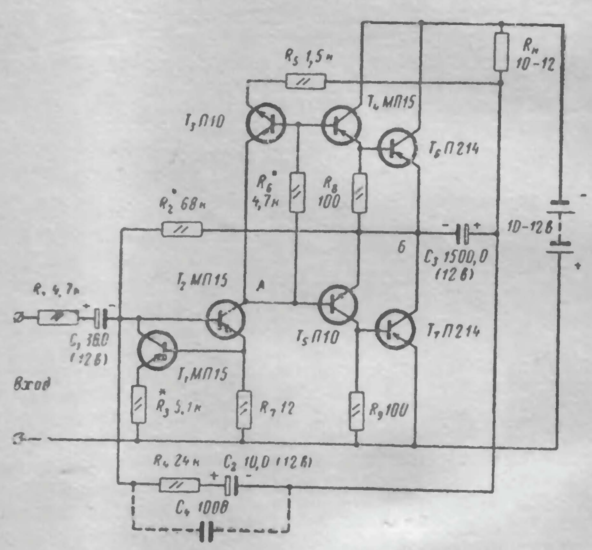


Рис. 13. Схема бестрансформаторного усилителя со стабилизацией тока покоя оконечных транзисторов с помощью специального компенсирующего транзистора.

оконечных транзисторов *, увеличивается (например 20% на каждые 10° С для транзисторов типа П16) и, как это следует из выражений (29) и (30), ток базы транзистора T_3 уменьшается, уменьшается напряжение смещения оконечных транзисторов, стабилизируя их ток покоя.

При подаче на вход усилителя переменных сигналов ток, управляющий в течение положительного полупериода транзистором T_4,

* См. раздел о конструкции усилителя, стр. 41.

определяется сопротивлением резистора R_5. Транзистор T_2 запирается и ограничивает коллекторный ток транзистора T_3. Коэффициент усиления по току транзистора T_3 падает, и его ток базы приближается по величине к току эмиттера.

В течение отрицательного полупериода, когда отпирается транзистор T_2, коллекторный ток транзистора T_3 максимален.

Сопротивление резистора R_6 подбирается таким, чтобы ток покоя оконечных транзисторов при нормальной температуре находился в пределах от 5 до 20 *ма*. Более мощные транзисторы должны иметь больший ток покоя.

Испытания описанной схемы стабилизации тока покоя показали ее хорошую эффективность. При повышении температуры от 20 до 55° С и выдержке при 55° С в течение 2 *ч* при подаче на вход усилителя сигнала $U_{вх}=0{,}6U_{вх.макс}$ ток покоя увеличивался с 16 до 40 *ма*. В аналогичном же усилителе, не имеющем дополнительного компенсирующего транзистора, ток покоя оконечных транзисторов достигал 100 *ма* уже после пятиминутного прогрева при температуре 55° С и продолжал расти, в связи с чем усилитель приходилось выключать во избежание теплового пробоя оконечных транзисторов.

Иногда для получения более жесткой стабилизации тока покоя оконечных транзисторов параллельно резистору R_6 подключают терморезистор (например, типа ММТ-4). Терморезистор, так же как и компенсирующий транзистор T_3, располагают в непосредственной близости от оконечных транзисторов. В этом случае напряжение смещения оконечного каскада с повышением температуры уменьшается более резко, так как одновременно с уменьшением $I_{б3}$ уменьшается и сопротивление параллельно соединенных резистора R_6 и терморезистора *.

Выше было указано, что напряжение в точке *Б* (точка соединения эмиттера транзистора T_6 с коллектором транзистора T_7 на рис. 13) должно быть равно половине напряжения источника питания. В дальнейшем напряжение в этой точке будем называть напряжением покоя оконечного каскада. Очевидно, что если напряжение покоя оконечного каскада будет отличаться от значения $E/2$, то максимальная выходная мощность усилителя уменьшится, так как отсечка коллекторного тока для одной из полуволн усиливаемого сигнала наступит раньше, при значении выходного напряжения меньшем чем $\xi_{макс}E$ [см. выражение (19)].

Поэтому вопрос стабилизации напряжения покоя оконечного каскада является не менее важным, чем вопрос стабилизации тока покоя. Правда, температурные изменения напряжения покоя оконечного каскада не могут вызвать теплового пробоя оконечных транзисторов, как это имеет место при температурных изменениях тока покоя, однако могут привести к потере работоспособности усилителя. Если не принять специальных мер, температурные изменения напряжения покоя оконечного каскада могут достигать значительной величины и, несмотря на стабилизацию тока покоя, усилитель при повышении температуры окажется неработоспособным.

Рассмотрим причины температурных изменений напряжения покоя и методы его стабилизации. Для этого обратимся к рис. 14, где

---

* Хорошие результаты может дать также одновременное применение трех терморезисторов вместо R_8, R_9 и комбинации T_3—R_6 (*прим. ред.*).

изображена упрощенная схема бестрансформаторного транзисторного мощного усилителя.

Каскад на транзисторе T_1 является предоконечным. Его назначение — усиление сигнала для управления оконечным каскадом.

Так как оконечный каскад состоит из двух эмиттерных повторителей, напряжение покоя оконечного каскада $U_п$ будет приблизительно равно напряжению, имеющемуся на коллекторе транзистора T_1 ($U_{к1}$), которое можно определить следующим выражением:

$$U_{к1}=E-I_{к1}R_3,$$

где $I_{к1}$ — ток коллектора транзистора T_1 (входным током оконечного каскада пренебрегаем).

С помощью резистора R_1 производится первоначальная установка напряжения покоя на уровне $E/2$.

Температурные изменения тока коллектора транзистора T_1 равны:

$$\Delta I_{к1}=\Delta I_{к01}S_1,$$

где $\Delta I_{к01}$ — температурные изменения обратного тока коллектора транзистора T_1;

S_1 — коэффициент нестабильности предоконечного каскада.

Поэтому температурные изменения напряжения покоя оконечного каскада будут равны:

$$\Delta U_п=\Delta I_{к01}S_1R_3.$$

С увеличением температуры токи $I_{к01}$, $I_{к1}$ и коэффициент нестабильности S_1 увеличиваются. Увеличивается падение напряжения на R_3, равное $I_{к1}R_3$, и напряжение на коллекторе транзистора T_1 уменьшается. Уменьшается напряжение покоя оконечного каскада, которое делается меньше половины напряжения источника питания. При понижении температуры происходит обратный процесс, и $U_п$ делается бо́льшим $E/2$.

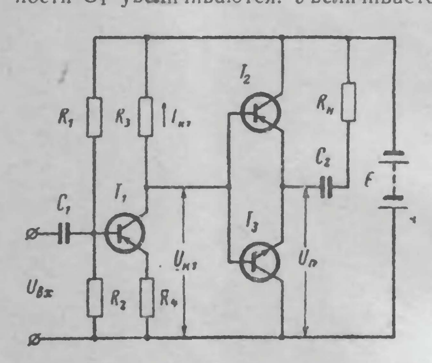


Рис. 14. Схема бестрансформаторного транзисторного усилителя без стабилизации напряжения покоя оконечного каскада.

Температурные изменения обратного тока коллектора $\Delta I_{к0}$ присущи данному экземпляру транзистора и без замены транзистора $\Delta I_{к0}$ уменьшить нельзя. Уменьшение R_3 приводит к снижению коэффициента усиления усилителя. Следовательно, для уменьшения $\Delta U_п$ остается лишь уменьшать коэффициент нестабильности каскада S. А для этого, как известно, нужно уменьшать отношение сопротивлений, имеющихся в базовой и эмиттерной цепях транзистора, т. е. в данном случае надо увеличивать R_4 и уменьшать R_2 (рис. 14). Однако именно в данном случае такое решение является неприемлемым. И вот почему. Увеличение сопротивления резистора R_4 вызывает уменьшение выходного напряжения предоконечного каскада, т. е. вызывает снижение выходной мощности усилителя. Уменьшение

R_2 вызывает уменьшение и без того малого входного сопротивления усилителя. Поэтому сопротивление резистора R_4 обычно не превышает 50—60 *ом*, а сопротивление R_2 не бывает меньше 1 *ком*. Термостабильность же предоконечного каскада при этом получается недостаточной и температурные изменения напряжения покоя — значительными.

Радикальным решением вопроса стабилизации напряжения покоя оконечного каскада является применение отрицательной обратной связи по постоянному току с выхода усилителя на его вход. Схема бестрансформаторного усилителя с отрицательной обратной связью по постоянному току показана на рис. 15. Обратная связь осуществляется с помощью цепочки R_4—R_1. Конденсатор C_3 исключает обратную связь по переменному току. Если входное сопротивление усилителя обозначить $R_{вх}$, то, очевидно, коэффициент обратной связи β' для схемы на рис. 15 будет равен:

$$\beta' = \frac{R_{вх}}{R_1 + R_4 + R_{вх}}.$$

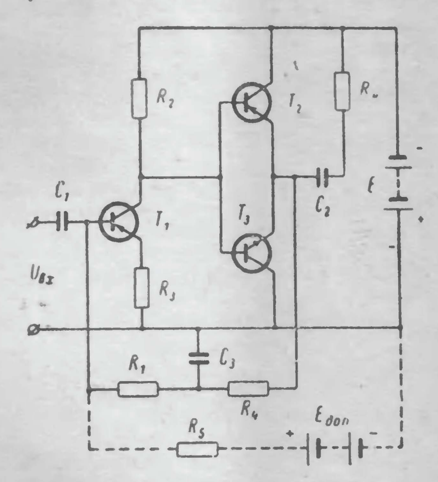


Рис. 15. Схема бестрансформаторного транзисторного усилителя со стабилизацией напряжения покоя оконечного каскада с помощью отрицательной обратной связи по постоянному току.

Температурные изменения напряжения покоя оконечного каскада $\Delta U_п$ благодаря отрицательной обратной связи поступают на базу транзистора T_1, вследствие чего $\Delta U_п$ уменьшается пропорционально фактору обратной связи $(1+K\beta')$.

Однако, кроме температурных изменений напряжения покоя оконечного каскада—$\Delta U_п$, через цепь обратной связи на базу транзистора T_1 поступает также и напряжение покоя $U_п \approx E/2$. Поэтому от значений сопротивлений резисторов R_1 и R_4 зависит не только глубина отрицательной обратной связи, но также и начальное смещение, подаваемое на базу транзистора T_1, а значит и напряжение на его коллекторе, которое, как было выяснено выше, должно быть равно $E/2$. И вот здесь, как правило, возникает противоречие. Оказывается, что для получения достаточно глубокой обратной связи требуются значительно меньшие значения сопротивлений резисторов R_1 и R_4, чем те, которые нужны для того, чтобы на коллекторе транзистора T_1 было напряжение, равное $E/2$. Если резисторы R_1 и R_4 взять такими, чтобы $U_{к1} = E/2$, то коэффициент обратной связи β' будет мал и стабилизация напряжения покоя будет плохая. Если же сопротивления резисторов R_1 и R_4 выбрать, исходя из необходимой глубины обратной связи, то транзистор T_1 будет почти полностью отперт и $U_п \ll E/2$. В обоих случаях усилитель будет нерабо-

тоспособен. Выход из положения может быть найден различными путями. Например, с помощью дополнительного источника питания $E_{доп}$, как это показано на рис. 15 пунктиром. При этом сопротивление резистора R_5 должно быть значительно больше суммарного сопротивления резисторов R_1 и R_4, с тем чтобы оно не шунтировало цепь отрицательной обратной связи.

Суммарное сопротивление резисторов R_1 и R_4 выбирается таким, чтобы получить достаточную глубину обратной связи, т. е. чтобы получить заданную стабильность напряжения покоя. Значение напряжения покоя выставляется на уровне $E/2$ путем подбора сопротивления резистора R_5 или изменением напряжения дополнительного источника питания $E_{доп}$.

Недостатком такого способа является необходимость в дополнительном источнике питания. Хотя ток, потребляемый от этого источника, и мал, но само по себе применение дополнительного источника является неудобством. В усилителе, схема которого изображена на рис. 13, стабилизация напряжения покоя осуществляется без дополнительного источника питания, с помощью транзистора T_1 и отрицательной обратной связи по постоянному току через резистор R_2 * .

При любых изменениях тока транзистора T_2 изменяется напряжение база—эмиттер транзистора T_1 и его коллекторный ток препятствует изменениям коллекторного тока транзистора T_2. Допустим, что при повышении температуры коллекторный ток транзистора T_2 увеличился. Это приведет к увеличению коллекторного тока транзистора T_1, отрицательное смещение на базе транзистора T_2 уменьшится и его коллекторный ток вернется к своему первоначальному значению. Стабильность коллекторного тока транзистора T_2 определяется соотношением сопротивлений резисторов R_3 и R_7. Резистор R_7 должен иметь минимальное сопротивление, так как он ограничивает напряжение, управляющее оконечным каскадом.

В данном случае сопротивление резистора R_7 равно 12 *ом*. Поэтому стабильность напряжения покоя оконечного каскада устанавливается подбором сопротивления резистора R_3. При увеличении сопротивления резистора R_3 стабильность напряжения покоя ухудшается, а при чрезмерном уменьшении этого сопротивления может возникнуть перекомпенсация. В этом случае напряжение покоя с увеличением температуры будет увеличиваться. При правильно выбранном сопротивлении R_3 напряжение покоя остается практически неизменным в диапазоне температур от —40 до +55° С.

Отрицательная обратная связь по постоянному току с выхода усилителя на его вход через резистор R_2 также способствует стабилизации напряжения покоя оконечного каскада. Сопротивление резистора R_2 выбирается таким, чтобы напряжение покоя было равно $E/2$.

Испытания описанной схемы стабилизации напряжения покоя показали ее высокую эффективность: при повышении температуры от 20 до 55° С напряжение покоя менялось всего на 0,05 *в* — от 5,00 до 4,95 *в* (напряжение питания было равно 10 *в*).

На рис. 16 приведена схема транзисторного бестрансформаторного усилителя, в котором стабилизация напряжения покоя оконеч-

---

* Возможна также стабилизация с помощью терморезистора, включенного в цепь базы транзистора T_2 вместо транзистора T_1 и резистора R_3 (*прим. ред.*).

ного каскада осуществляется с помощью специального усилителя постоянного тока на транзисторе T_7, включенного в цепь отрицательной обратной связи. Стабилизация тока покоя оконечных транзисторов осуществляется так же, как в схеме на рис. 13, с помощью дополнительного компенсирующего транзистора T_2. Напряжение обратной связи снимается с конденсатора C_4. База транзистора T_7 имеет фиксированный потенциал, определяемый соотношением между сопротивлениями резисторов R_{11} и R_{12}. Резистор R_{10} ограничивает ток базы транзистора T_7. Конденсатор C_5 устраняет обратную

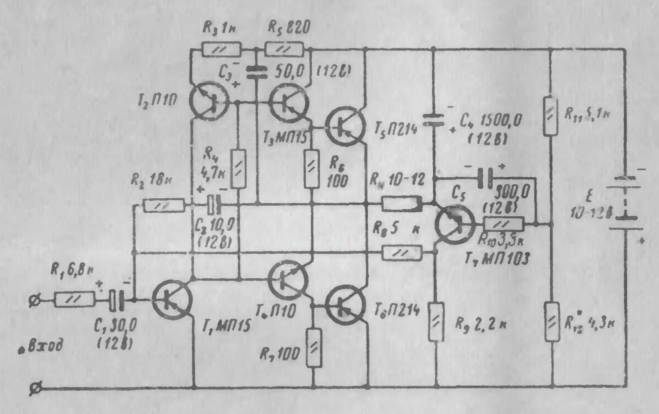


Рис. 16. Схема бестрансформаторного транзисторного усилителя со стабилизацией напряжения покоя оконечного каскада с помощью специального усилителя постоянного тока, включенного в цепь отрицательной обратной связи.

связь по переменному току. Резистор R_9 обеспечивает работу транзистора T_7 при достаточно большом коллекторном токе, по сравнению с его неуправляемым током.

Напряжение покоя оконечного каскада устанавливается равным половине напряжения источника питания путем подбора сопротивления резистора R_{12}. Очевидно, что глубина отрицательной обратной связи при этом не меняется. В дальнейшем любые изменения напряжения покоя усиливаются транзистором T_7 и через резистор R_8 поступают на базу транзистора T_1, возвращая напряжение покоя оконечного каскада к своему первоначальному значению.

Стабилизация получается настолько жесткой, что напряжение покоя оконечного каскада практически не меняется при увеличении температуры до 60° С.

Таким образом, применение усилителя постоянного тока в цепи обратной связи позволило обойтись без дополнительного источника питания.

4. ПОЛОЖИТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ПИТАНИЮ

В связи с тем что транзисторы в оконечных каскадах бестрансформаторных усилителей, как правило, работают по схеме с общим коллектором, коэффициент усиления оконечных каскадов бес-

трансформаторных транзисторных усилителей всегда меньше единицы, поэтому амплитуда входного сигнала оконечного каскада превышает амплитуду напряжения на нагрузке. Максимальная амплитуда напряжения на нагрузке, как было установлено в § 2, близка к половине напряжения источника питания, поэтому максимальная амплитуда входного сигнала оконечного каскада должна превышать это значение.

Вопрос получения необходимого напряжения управления оконечным каскадом в бестрансформаторных транзисторных усилителях решается с помощью положительной обратной связи по питанию.

Рассмотрим работу бестрансформаторного транзисторного усилителя, схема которого изображена на рис. 14. Для простоты рассуждений цепи смещения оконечных транзисторов и цепи стабилизации тока и напряжения покоя на рис. 14 не показаны. Оконечные транзисторы работают в режиме В.

Предоконечный каскад работает в режиме А. Сопротивление резистора R_1 выбирается так, чтобы при отсутствии входного сигнала напряжение на коллекторе транзистора T_1 приблизительно равнялось половине напряжения источника питания.

Резисторы R_2 и R_4 обеспечивают стабилизацию режима транзистора T_1.

Рассмотрим работу предоконечного каскада, для простоты пренебрегая шунтирующим действием входного сопротивления оконечного каскада.

Положительная полуволна входного сигнала запирает транзистор T_1, и напряжение на его коллекторе делается равным E. Отрицательная полуволна отпирает транзистор T_1, и напряжение на его коллекторе делается равным

$$E\frac{R_4+R_{\text{нас}}}{R_3+R_4+R_{\text{нас}}},$$

где $R_{\text{нас}}$ — сопротивление насыщения транзистора T_1. Таким образом, напряжение на коллекторе транзистора T_1 изменяется от E до

$$E\frac{R_4+R_{\text{нас}}}{R_3+R_4+R_{\text{нас}}}.$$

Очевидно, что амплитуда неискаженного сигнала на коллекторе транзистора T_1 не может при этом превышать величины

$$\frac{E}{2}\left(1-\frac{R_4+R_{\text{нас}}}{R_3+R_4+R_{\text{нас}}}\right)<\frac{E}{2}.$$

В усилителе, собранном по схеме на рис. 14, максимальная амплитуда напряжения управления оконечным каскадом всегда меньше $E/2$ и полная раскачка оконечного каскада обеспечена поэтому быть не может (даже если $R_4=0$).

В таком усилителе максимальная амплитуда напряжения на нагрузке и максимальная выходная мощность будут меньше рассчитанных по формулам (14) и (19).

Выход из положения дает применение положительной обратной связи по питанию. Если верхний по схеме конец резистора R_3 отсоединить от минуса источника питания и подсоединить к точке соединения конденсатора C_2 с сопротивлением нагрузки $R_н$, как это сделано в усилителе, схема которого изображена на рис. 17, то напряжение питания предоконечного каскада увеличится на величину

амплитуды выходного сигнала. Действительно, при положительной полуволне входного сигнала транзисторы T_1 и T_3 запираются, а транзистор T_2 отпирается, напряжение на нагрузке достигает максимального отрицательного значения и, как видно из рис. 17, напряжение питания предоконечного каскада делается равным $E+U_н$. Теперь уже, когда заперт транзистор T_1, ток базы транзистора T_2 будет определяться не одним напряжением источника питания, а суммой двух напряжений E и $U_н$, благодаря чему транзистор T_2 сможет полностью отпереться. При отрицательной полуволне входного сигнала транзисторы T_1 и T_3 отпираются, а транзистор T_3 запирается. Напряжение на нагрузке меняет свой знак. Теперь напряжение питания транзистора T_1 будет равно разности $E-U_н$. Уменьшение напряжения питания транзистора T_1 способствует более полному отпиранию транзистора T_3.

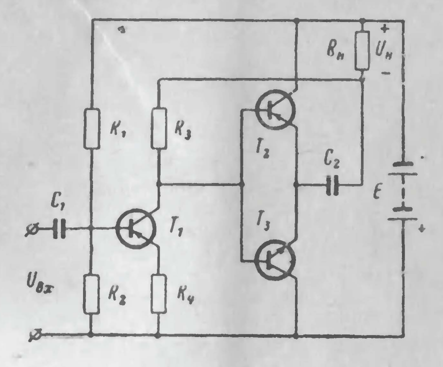


Рис. 17. Схема бестрансформаторного транзисторного усилителя с последовательной положительной обратной связью по питанию.

В случае, если по каким-либо соображениям нагрузка должна быть подключена не к минусу, а к плюсу источника питания, описанная схема последовательной положительной обратной связи не может быть реализована и применяется другая схема положительной обратной связи по питанию, которую будем называть параллельной.

Схема бестрансформаторного транзисторного усилителя с параллельной положительной обратной связью по питанию показана на рис. 18. Элементами обратной связи являются конденсатор C_3 и резистор R_5.

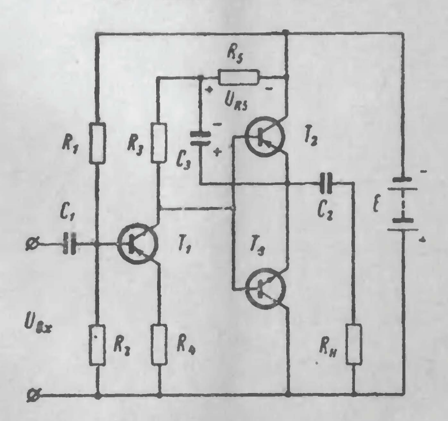


Рис. 18. Схема бестрансформаторного транзисторного усилителя с параллельной положительной обратной связью по питанию.

Схема работает следующим образом. При отсутствии сигнала через резистор R_5 протекает коллекторный ток покоя транзистора T_1, создающий на резисторе R_5 падение напряжения U_{R5}. Конденсатор C_3 заряжается через резистор R_5 до напряжения $\frac{E}{2}-U_{R5}$. Полярности напряжений на R_5 и C_3 показаны на схеме. При поло-

жительной полуволне входного сигнала транзистор T_2 отпирается и заряженный до напряжения $\frac{E}{2} - U_{R5}$ конденсатор C_3 подключается параллельно резистору R_5. Напряжение на резисторе R_5 меняет свой знак и делается равным $\frac{E}{2} - U_{R5}$, увеличивая тем самым напряжение питания предоконечного каскада.

Таким образом, когда транзистор T_1 заперт, ток базы транзистора T_2 определяется суммой напряжения E и $\left(\frac{E}{2} - U_{R5}\right)$ и транзистор T_2 полностью отпирается.

Следует также отметить, что при введении как последовательной, так и параллельной положительной обратной связи по питанию коэффициент усиления по напряжению всего усилителя увеличивается. Происходит это вследствие увеличения сопротивления нагрузки предоконечного каскада.

Введение положительной обратной связи в эмиттерном повторителе не может вызвать заметного увеличения его коэффициента усиления, так как в эмиттерном повторителе имеется 100%-ная отрицательная обратная связь и коэффициент усиления эмиттерного повторителя всегда меньше единицы.

Нагрузкой предоконечного каскада в схемах на рис. 17 и 18 являются параллельно соединенные резистор R_3 и входное сопротивление оконечного каскада $R_{вх}$*.

При введении положительной обратной связи по питанию переменный ток через резистор R_3 уменьшается в несколько раз, что эквивалентно увеличению сопротивления нагрузки предоконечного каскада.

Эквивалентное сопротивление резистора R_3 при этом будет равно:

$$R_{3э} = R_3 \frac{1}{1 - K},$$

где K — коэффициент усиления оконечного каскада.

Если, например, $K = 0{,}9$, то сопротивление резистора R_3 при введении положительной обратной связи по питанию как бы увеличивается в 10 раз.

Таким образом, сопротивление этого резистора можно уменьшить, практически не уменьшая коэффициента усиления усилителя по переменному току. А это значит, что введение положительной обратной связи по питанию дает возможность повысить термостабильность усилителя. Действительно, при уменьшении сопротивления резистора, включенного в цепь коллектора транзистора предоконечного каскада, ток покоя этого транзистора увеличивается. Увеличивается соотношение между током покоя и неуправляемым током, что повышает термостабильность предоконечного каскада. Повышается термостабильность всего усилителя (термостабильность напряжения покоя оконечного каскада). Повышение термостабильности при введении положительной обратной связи по питанию и умень-

---

* Обычно $R_3 \gg R_п$ (рис. 17) и $R_3 \gg R_5$ (рис. 18), поэтому их влиянием на коэффициент усиления предоконечного каскада по сравнению с R_3 можно пренебречь.

шении сопротивления резистора, включенного в цепь коллектора транзистора предоконечного каскада, можно объяснить также и тем, что в этом случае, как и при введении отрицательной обратной связи по постоянному току, коэффициент усиления усилителя по переменному току остается неизменным, а коэффициент усиления по постоянному току уменьшается.

При выборе элементов параллельной положительной обратной связи по питанию — резистора R_5 и конденсатора C_3 — следует руководствоваться следующими соображениями.

1. Емкость конденсатора C_3 должна быть достаточно большой, с тем чтобы напряжение на нем не успело сколь-либо заметно измениться в течение периода усиливаемых колебаний, т. е. необходимо, чтобы соблюдалось неравенство

$$C_3R_5 \gg T_н,$$

где $T_н$ — период колебаний самой низкой из усиливаемых частот.

2. Сопротивление резистора R_5 должно быть значительно больше сопротивления нагрузки $R_н$, т. е.

$$R_5 \geqslant (10 \div 20) R_н.$$

Это требование вызвано тем, что по переменному току резистор R_5 через конденсаторы C_2 и C_3 и источник питания подключен параллельно сопротивлению нагрузки, которое он не должен шунтировать.

В предыдущей главе были рассмотрены две схемы бестрансформаторных транзисторных усилителей. Нетрудно видеть, что в первой из них была применена последовательная положительная обратная связь по питанию (см. рис. 13), а во второй параллельная (см. рис. 16).

5. ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ОКОНЕЧНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА РАБОТУ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

При расчете оконечного бестрансформаторного транзисторного каскада необходимо учитывать частотные свойства применяемых транзисторов. В противном случае усилитель может выйти из строя из-за теплового пробоя оконечных транзисторов.

Транзисторы, как известно, являются более инерционными приборами, чем электронные лампы, что объясняется значительно меньшей скоростью движения носителей тока в транзисторах, чем в электронных лампах. Инерционность транзистора проявляется в первую очередь в уменьшении коэффициента усиления по току с увеличением частоты усиливаемого сигнала. Обычно в справочниках приводится предельная частота f_α, на которой коэффициент усиления по току в схеме с общей базой α_f делается равным 70% от своего значения на постоянном токе — α_0, т. е.

$$\frac{\alpha_f}{\alpha_0} = 0,7\,.$$

Предельная частота усиления в схеме с общим эмиттером f_β уменьшается пропорционально $(1+\beta_0)$, где $\beta_0 = I_к/I_б$ — коэффициент уси-

ления по току в схеме с общим эмиттером на постоянном токе:

$$f_\beta = \frac{f_\alpha}{1 + \beta_0},$$

т. е. частотные свойства транзистора в схеме с общим эмиттером хуже, чем в схеме с общей базой. Сами по себе частотные изменения β не могут вызвать серьезных нарушений в работе усилителя и тем более выхода из строя оконечных транзисторов. Неравномерность частотной характеристики, вызываемая частотной зависимостью β, сглаживается отрицательными обратными связями,

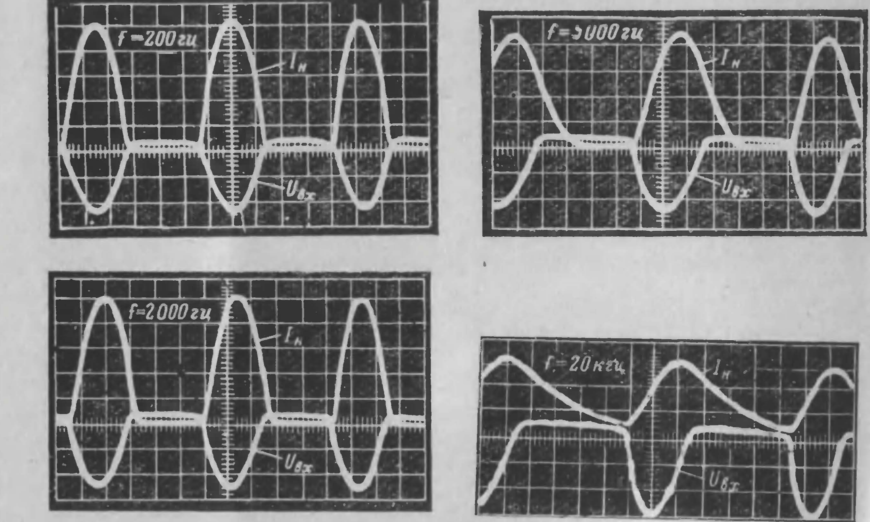


Рис. 19. Осциллограммы входного напряжения $U_{вх}$ и тока нагрузки $I_н$ (коллекторного тока) однотактного каскада на транзисторе типа П214В.

всегда имеющимися в усилителе. Однако нормальная работа оконечного каскада при приближении частоты усиливаемого сигнала к значению f_β и тем более при превышении этого значения нарушается. Наблюдаются резкий рост постоянной составляющей коллекторных токов оконечных транзисторов и значительное увеличение нелинейных искажений. Мощность, рассеиваемая оконечными транзисторами, возрастает, транзисторы перегреваются, и при значительном превышении частоты усиливаемого сигнала над f_β, если не принять специальных мер, оконечные транзисторы могут выйти из строя.

Происходит это по следующим причинам. На рис. 19 показаны осциллограммы входного напряжения и тока нагрузки (коллекторного тока) однотактного каскада на транзисторе типа П214В (f_β= =3 800 *гц*), работающего в режиме В (рис. 20) при однополярном управлении. Выключатель B_1 замкнут, и на базу транзистора посту-

пают лишь отрицательные полуволны синусоидального входного сигнала. Положительные полуволны замыкаются диодом. Как видно из осциллограмм, инерционность транзистора искажает форму сигнала. Если на частоте 200 *гц* форма коллекторного тока повторяет форму входного сигнала без сдвига во времени, то на частоте 2 000 *гц* выходной сигнал уже искажен. С повышением частоты наблюдаются затягивание запирания транзистора и некоторое запаздывание его отпирания, создающие сдвиг фаз между напряжением сигнала и током нагрузки. На частоте 20 *кгц* транзистор вообще не успевает запираться и ток через транзистор идет в течение всего периода. Нелинейные искажения достигают 30—40%. Постоянная составляющая коллекторного тока значительно возрастает. На рис. 21 представлен график зависимости $I_{0f}/I_{0\,200}=F(f)$ при $U_н$ — const, где $I_{0\,200}$ — постоянная составляющая на частоте 200 *гц*;

I_{0f} — постоянная составляющая на частоте f;

$U_н$ — амплитуда напряжения на нагрузке.

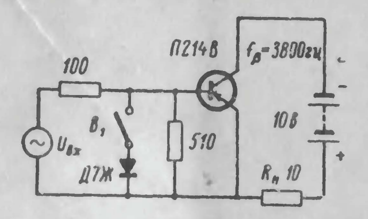


Рис. 20. Схема однотактного каскада на транзисторе типа П214В, работающая в режиме В при двух- и однополярном управлении.

Как видно, постоянная составляющая начинает возрастать при приближении частоты сигнала к значению f_β. При частоте сигнала $f=10f_\beta$ (40 *кгц*) постоянная составляющая увеличивается в 2 раза.

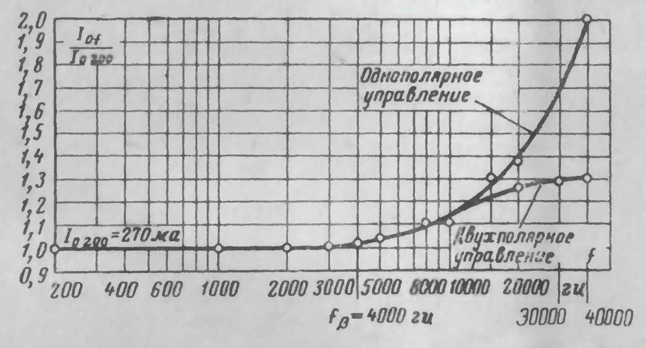


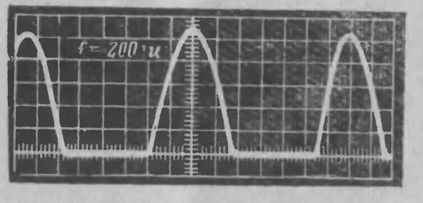
Рис. 21. Графики зависимости постоянной составляющей коллекторного тока от частоты в однотактном каскаде на транзисторе П214В при одно- и двухполярном управлении.

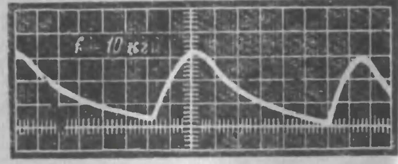
На том же рисунке представлен график зависимости $I_{0f}/I_{0\,200}=F(f)$ при двухполярном управлении. (Выключатель B_1 в схеме на рис. 20 разомкнут.) Как видно, при двухполярном входном сигнале постоянная составляющая с повышением частоты увеличивается в меньшей степени: при $f=10f_\beta$ всего на 30%.

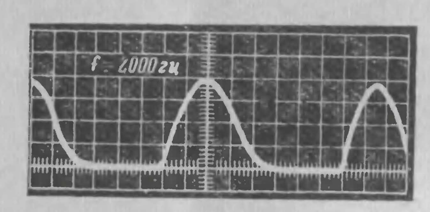
Положительная полуволна входного сигнала способствует быстрейшему запиранию транзистора, причем при $f > f_\beta$ в течение некоторого времени ток базы протекает в направлении, противоположном основному (от базы к эмиттеру).

Таким образом, можно сделать вывод, что оконечными транзисторами следует управлять двухполярным сигналом.

Однако в большинстве практических случаев оконечные транзисторы управляются однополярным сигналом. Это объясняется тем, что из-за отсутствия мощных транзисторов структуры *n-p-n* оконечные каскады усилителей, мощность которых должна превышать







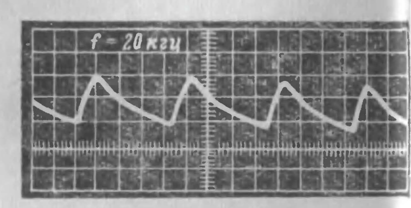


Рис. 22. Осциллограммы тока нагрузки (коллекторного тока) однотактного каскада на составном транзисторе.

0,5 *вт*, как правило, строятся на составном транзисторе *p-n-p* и искусственном эквиваленте транзистора *n-p-n*, и в этом случае, несмотря на наличие на входе оконечного каскада двухполярного сигнала, оконечные транзисторы управляются однополярным сигналом. При этом следует отметить, что частотные свойства искусственного эквивалента транзистора *n-p-n* и составного транзистора всегда хуже частотных свойств входящих в них транзисторов. На рис. 22 показаны осциллограммы тока нагрузки однотактного каскада на составном транзисторе, где в качестве оконечного использовался тот же транзистор, что и в схеме на рис. 20 (П214В: $f_\beta = 3\,800$ *гц*), а предоконечный транзистор был типа МП15 с $f_\beta = 70\,000$ *гц*. Сравнение этих осциллограмм с осциллограммами на рис. 19 подтверждает вышесказанное.

Но это еще не все! Оказывается, что при работе того же самого каскада в двухтактной схеме постоянная составляющая с повышением частоты увеличивается значительно сильнее, чем в однотактной схеме. Происходит это по следующим причинам.

На рис. 23 приведены осциллограммы коллекторных токов оконечных транзисторов и тока нагрузки двухтактного оконечного бес-

трансформаторного каскада, схема которого изображена на рис. 24. Каскад собран на составном транзисторе *p-n-p* (транзисторы T_1 и T_3) и искусственном эквиваленте транзистора *n-p-n* транзисторы T_2 и T_4.

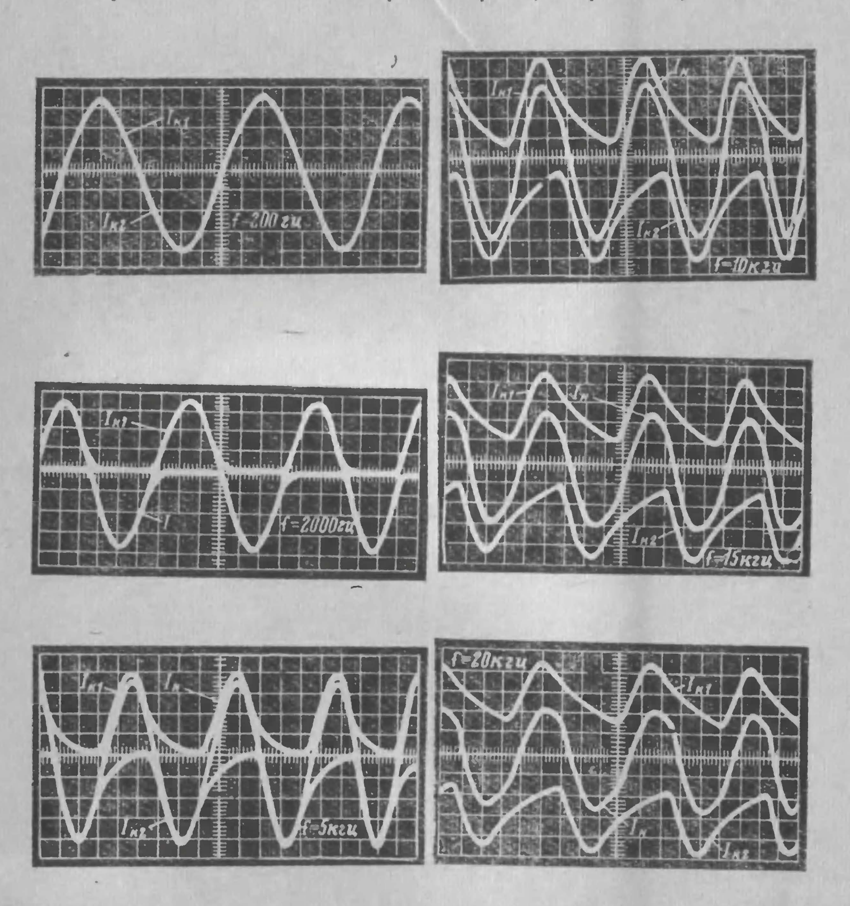


Рис. 23. Осциллограммы коллекторных токов $I_{к1}$ и $I_{к2}$ оконечных транзисторов и тока нагрузки $I_н$ двухтактного оконечного бестрансформаторного каскада (рис. 24).

С помощью переключателя B_1 осуществляется переход от двухтактной схемы к однотактной. В данном случае переключатель B_1 находился в положении *2* и каскад работал по двухтактной схеме. Как видно из осциллограмм, затягивание запирания транзисторов на частотах $f \geqslant f_3$ ($f_3 = 4$ *кгц*) приводит к тому, что в некоторые моменты времени оба транзистора оказываются отпертыми. Например T_4 еще не успел запереться, а T_3 уже отперт. Наступает перекрытие работы транзисторов. С увеличением частоты относительное

время перекрытия работы транзисторов увеличивается (относительно времени периода колебаний).

Рассмотрим, к чему приводит наличие перекрытия в работе транзисторов. Допустим, что в данный момент управляется транзистор T_3, т. е. он отпирается входным сигналом. В это время T_4 еще не заперт, хотя отпирающий сигнал на него и не поступает. Через транзистор T_4 и источник питания течет какой-то ток. Это значит, что транзистор T_4 представляет собой в это время какое-то сопротивление R', подключенное параллельно сопротивлению нагрузки. Сопротивление нагрузки уменьшается. Эквивалентное сопротивление нагрузки $R'_н$ делается равным

$$R'_н = \frac{R_н R'}{R_н + R'}.$$

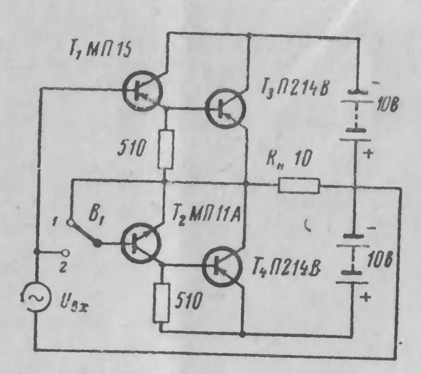


Рис. 24. Схема оконечного бестрансформаторного каскада, работающая как по двухтактной, так и по однотактной схемам.

Уменьшение сопротивления нагрузки приводит к увеличению амплитуды коллекторного тока. Увеличивается постоянная составляющая, увеличивается мощность, рассеиваемая оконечными транзисторами, к. п. д. оконечного каскада падает: часть полезной мощности одного плеча рассеивается на транзисторе другого плеча.

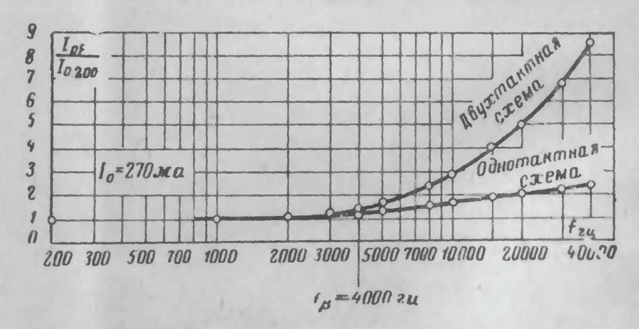
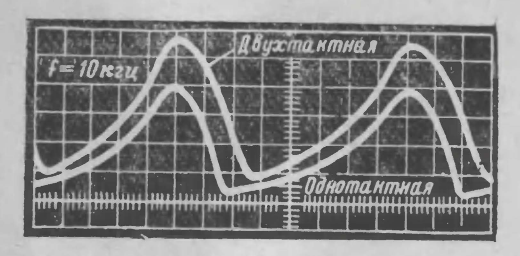


Рис. 25. Графики зависимости постоянной составляющей коллекторных токов оконечных транзисторов от частоты при работе оконечного каскада по двух- и однотактной схемам.

В течение другой части периода, когда отпирается транзистор T_4, а T_3 еще не заперт, нагрузка шунтируется подключенным через источник питания еще не запертым транзистором T_3 и часть полезной мощности транзистора T_4 рассеивается на транзисторе T_3.



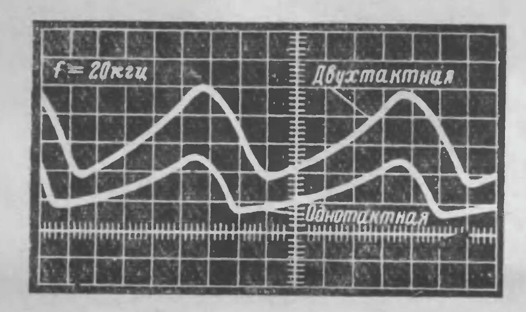


Рис. 26. Осциллограммы коллекторного тока оконечных транзисторов при работе оконечного каскада по двух- и однотактной схемам ($U_н$—const).

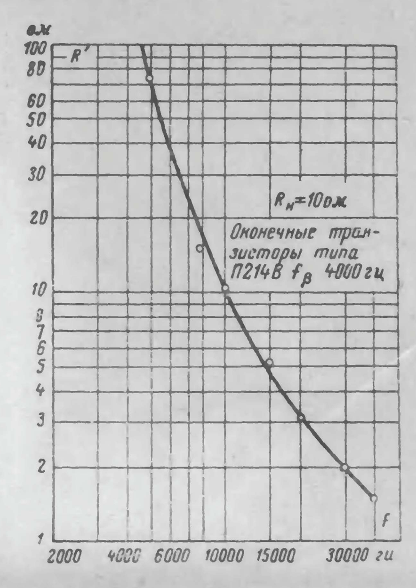


Рис. 27. График зависимости шунтирующего действия одного плеча двухтактного оконечного каскада на другое от частоты сигнала.

С повышением частоты сигнала относительное время перекрытия работы транзисторов увеличивается и увеличивается шунтирующее действие одного плеча на другое. Величина R' уменьшается. Эквивалентное сопротивление нагрузки также уменьшается. Токи через транзисторы возрастают. Мощность, рассеиваемая на транзисторах, увеличивается, к. п. д. усилителя падает.

В подтверждение сказанного на рис. 25 представлены графики зависимости $I_{0f}/I_{0\,200}=F(f)$ при $U_н$—const, построенные по результатам испытаний оконечного бестрансформаторного каскада при работе его по одно- и двухтактной схемам.

На рис. 25 видно, что на частотах $f<0,5f^{\beta}$ переход от однотактной схемы к двухтактной не вызывает увеличения постоянной

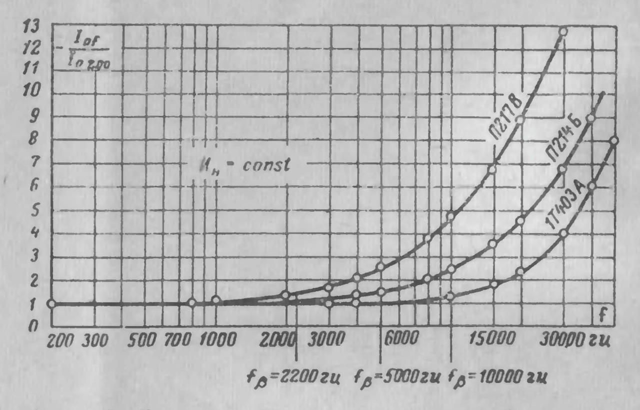


Рис. 28. Графики зависимости постоянной составляющей двухтактного оконечного каскада от частоты при различных типах оконечных транзисторов.

составляющей коллекторного тока оконечных транзисторов. Резкое возрастание постоянной составляющей при переходе к двухтактной схеме наблюдается на частотах $f>f_{\beta}$. Так, например, на частоте $f=2,5f_{\beta}=10\,000$ *гц* при переходе от однотактной схемы к двухтактной постоянная составляющая возрастает почти на 70%. Изменение формы коллекторного тока, происходящее при этом, показано на рис. 26.

На рис. 27 построен график зависимости $R'=F(f)$. Как видно, на частоте 20 000 *гц* шунтирующее действие каскада на искусственном эквиваленте транзистора структуры *n-p-n* эквивалентно шунтирующему действию резистора с сопротивлением 3 *ом*, подключенного параллельно сопротивлению нагрузки.

На рис. 28 приведены результаты испытаний двухтактного оконечного бестрансформаторного каскада, собранного по схеме на рис. 24 при использовании в качестве оконечных (T_3 и T_4) транзисторов различных типов: П217В, П214Б, 1Т403А. Предельные частоты усиления этих транзисторов были предварительно измерены. (Значения f_{β} отмечены на графиках.) На основании графиков на рис. 28 можно сделать следующие выводы:

1. При приближении частоты усиливаемого сигнала к предельной частоте усиления оконечных транзисторов нормальная работа оконечного каскада нарушается.

2. Характер роста постоянной составляющей при небольших превышениях частоты сигнала над f_β ($f_\beta < f < 2{,}5f_\beta$) у транзисторов типов П217Б, П214Б и 1Т403А примерно один и тот же; на частоте $f = f_\beta$ постоянная составляющая увеличивается на 30 — 50%; на частоте $f = 2f_\beta$ на 230 — 250%, а на частоте $f = 3f_\beta$ на 300 — 400%.

3. В бестрансформаторных усилителях в качестве оконечных следует применять транзисторы, у которых предельная частота усиления в схеме с общим эмиттером больше или в крайнем случае равна наибольшей частоте усиливаемого сигнала.

4. В случае, если частота сигнала превышает f_β оконечных транзисторов, то необходимо учитывать при расчете оконечного каскада увеличение постоянной составляющей на частотах $f > f_\beta$. При этом можно пользоваться вышеприведенными данными роста постоянной составляющей или графиками на рис. 28.

6. ПОРЯДОК РАСЧЕТА ОКОНЕЧНОГО БЕСТРАНСФОРМАТОРНОГО КАСКАДА

Порядок расчета оконечного бестрансформаторного каскада рассмотрим применительно к схеме, изображенной на рис. 29, считая параметры соответствующих транзисторов различных плеч одинаковыми. В случае большой разницы параметров транзисторов различных плеч расчет ведется аналогично нижеописанному, но для каждого плеча отдельно.

Обычно при расчете оконечных каскадов усилителей заданными величинами являются выходная мощность усилителя P_1, сопротивление нагрузки $R_н$, напряжение источника питания E, наименьшая и наибольшая частоты усиливаемого сигнала $f_н$ и $f_в$.

Однако в бестрансформаторном оконечном каскаде величины P_1, $R_н$ и E являются взаимосвязанными и их нельзя задавать произвольно. В бестрансформаторном оконечном каскаде амплитуда выходного напряжения не может превышать значения $E/2$, а выходная мощность (для синусоидального сигнала) не может превышать значения $E^2/8R_н$

$$U_{н.макс} \leqslant \frac{E}{2};$$

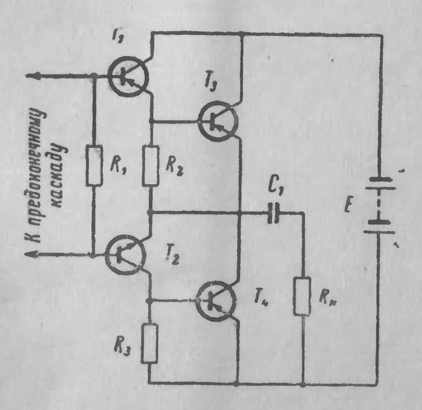


Рис. 29. Схема оконечного бестрансформаторного транзисторного каскада, применительно к которой рассматривается порядок расчета каскада.

$$P_н \leqslant \frac{E^2}{8R_н}.$$

Поэтому при заданных сопротивлении нагрузки и напряжении питания выходная мощность усилителя уже определена. Для того чтобы увеличить выходную мощность, необходимо или повысить напряжение питания, или уменьшить сопротивление нагрузки.

Увеличение напряжения питания ограничивается предельным обратным напряжением транзисторов, а уменьшение сопротивления нагрузки — предельным током транзисторов. Учитывая, что выходная мощность пропорциональна квадрату напряжения питания и обратно пропорциональна лишь первой степени величины сопротивления нагрузки, можно утверждать, что для увеличения $P_н$ выгоднее увеличивать E, чем уменьшать $R_н$*.

Поэтому $P_н$ и $R_н$ будем считать заданными величинами и расчет оконечного каскада начнем с определения напряжения источника питания E.

1. Величину E определим по следующей формуле:

$$E = \sqrt{8P_н R_н} + 1. \tag{31}$$

2. Определим максимальный импульс коллекторного тока

$$I_{к.макс} = \frac{E}{2R_н}. \tag{32}$$

3. Выберем значение тока покоя оконечных транзисторов $i_0 = (0{,}01 \div 0{,}02)\, I_{к.макс}$.

Причем для более мощных транзисторов i_0 следует брать больше. Для транзисторов типов П211—П214 и 1Т403 i_0, например, должен быть не менее 5 *ма*.

4. Определим максимальную мощность, рассеиваемую каждым из оконечных транзисторов **:

$$P_{к.макс} = \frac{E^2}{4\pi^2 R_н}.$$

5. По полученным значениям E, $P_{к.макс}$, $I_{к.макс}$ и заданному значению $f_в$ выбираем тип оконечных транзисторов. Предельные значения параметров транзисторов должны превышать полученные значения E, $P_{к.макс}$ и $I_{к.макс}$.

Обратный ток коллектора $I_{к0}$ должен быть минимален. Предельная частота усиления транзистора должна быть больше наивысшей частоты усиливаемого сигнала не менее чем в 2 раза

$$f_\beta \geqslant 2f_в.$$

При прочих равных условиях предпочтение следует отдавать транзисторам с меньшими сопротивлениями насыщения.

6. Теперь, когда тип оконечных транзисторов выбран, из справочника определяем сопротивление насыщения $R_{нас}$ выбранных

* Кроме того, при уменьшении $R_н$ падает к. п. д. (*прим. ред.*).

** i_0 учитывать не следует, так как при $i_0 \ll I_{к.макс}$ добавка к $P_{к.макс}$, обусловленная наличием i_0, пренебрежительно мала.

транзисторов и уточняем значения E, $I_{к.макс}$ и $P_{к.макс}$:

$$E = 2(R_н + R_{нас})\sqrt{\frac{2P_н}{R_н}};$$

$$I_{к.макс} = \frac{E}{2R_н};$$

$$P_{к.макс} = \frac{E^2}{4\pi^2 R_н}.$$

В случае, если предельная частота усиления транзистора $f_\beta < 2f_в$, то значения $I_{к.макс}$ и $P_{к.макс}$ следует определять по следующим формулам:

$$I_{к.макс} = \frac{E}{2R_н}\,\frac{\gamma + 2}{3};$$

$$P_{к.макс} = \frac{E^2}{4\pi^2 R_н}\gamma^2 \text{ при } \gamma < 1{,}5;$$

$$P_{к.макс} = \frac{E^2}{4\pi^2 R_н}(3\gamma - 2{,}5) \text{ при } \gamma > 1{,}5,$$

где $\gamma = I_{0f}/I_{0\,200}$ — определяется из графика на рис. 28.

Транзисторы, предельная частота которых $f_\beta < 3f_в$, применять в оконечных каскадах бестрансформаторных усилителей не следует, так как при этом резко возрастают нелинейные искажения, а учет коэффициента γ делается затруднителен.

В случае, если значения сопротивления насыщения в справочнике не дано, его следует определить по следующей формуле:

$$R_{нас} = \frac{U_{ост}}{I_к} = \frac{U_{нас}}{I_{к.макс}},$$

где $U_{ост}$ — падение напряжения на отпертом транзисторе при токе коллектора $I_к$;

$U_{нас}$ — напряжение насыщения при максимальном токе коллектора $I_{к.макс}$.

7. При выборе типа оконечных транзисторов следует учитывать снижение предельной мощности, рассеиваемой транзистором при повышении температуры окружающей среды.

Предельная мощность, рассеиваемая транзистором, определяется по следующим формулам:

а) без теплоотвода (без радиатора охлаждения)

$$P_{к.пр} = \frac{t_{п.макс} - t_о}{R_{tо}};$$

б) с теплоотводом

$$P_{к.пр} = \frac{t_{п.макс} - t_о}{R_{tк} + R_{tт\text{-}о}},$$

где $t_{п.макс}$ — предельная температура перехода, °С;

$t_о$ — температура окружающей среды;

$R_{tо}$ — тепловое сопротивление переход — окружающая среда, °С/*вт*;

$R_{t\text{к}}$ — тепловое сопротивление переход — корпус транзистора, °C/*вт*;

$R_{t\text{т-о}}$ — тепловое сопротивление теплоотвод — окружающая среда, °C/*вт*.

Значения $t_{\text{п.макс}}$, R_{to} и $R_{t\text{к}}$ приводятся в справочниках, а $R_{t\text{т-о}}$ — определяется при тепловом расчете радиатора охлаждения (теплоотвода) или может быть определено экспериментально.

В случае установки транзистора на изолирующей прокладке необходимо учитывать ухудшение отвода тепла через радиатор. В этом случае предельная мощность, рассеиваемая транзистором, определяется по формуле

$$P_{\text{к.пр}} = \frac{t_{\text{п.макс}} - t_0}{R_{t\text{к}} + R_{t\text{т-о}} + R_{t\text{пр}}},$$

где $R_{t\,\text{пр}}$ — тепловое сопротивление изолирующей прокладки, которое подсчитывается по формуле

$$R_{t\text{пр}} = \frac{b \cdot 0,24}{s\lambda}, \ \text{°C}/\textit{вт},$$

где b — толщина прокладки, *см*;

λ — теплопроводность материала прокладки, *кал/см · сек* · °C;

s — площадь теплового контакта корпуса транзистора с теплоотводом, *см*^{2}.

9. Резисторы R_2 и R_3 должны иметь одинаковые сопротивления в пределах от 100 до 1 000 *ом*. Значения их подбираются при налаживании усилителя. Большой разброс сопротивлений резисторов R_2 и R_3 объясняется большим разбросом параметров β и $I_{\text{к0}}$.

10. Определяем максимальный импульс коллекторного тока предоконечных транзисторов *

$$I_{\text{к.макс.п}} = \frac{I_{\text{к.макс}}}{\beta_{\text{мин}}} + \frac{0,9}{R_2},$$

где $I_{\text{к.макс}}$ — максимальный импульс коллекторного тока оконечных транзисторов;

$\beta_{\text{мин}}$ — минимальное значение коэффициента усиления по току оконечных транзисторов с учетом зависимости β от температуры, частоты и тока эмиттера.

11. Определяем мощность, рассеиваемую каждым из предоконечных транзисторов.

Вследствие того что напряжение база—эмиттер оконечных транзисторов мало по сравнению с напряжением питания, можно считать, что напряжение коллектор — эмиттер предоконечных транзисторов равно напряжению коллектор — эмиттер оконечных транзисторов. Однако коллекторный ток предоконечных транзисторов в $I_{\text{к.макс}}/I_{\text{к.макс.п}}$ раз меньше коллекторного тока оконечных транзисторов. Поэтому мощность, рассеиваемая предоконечными транзисторами с учетом шунтирующего действия резисторов R_2 и R_3, будет равна:

$$P_{\text{к.макс.п}} = \frac{P_{\text{к.макс}}}{\beta_{\text{мин}}\left(1 - \frac{0,9}{R_2 I_{\text{к.макс.п}}}\right)}.$$

---

* Величины, относящиеся к предоконечным транзисторам, будут иметь индекс п.

12. По полученным значениям $I_{к.макс.п}$ и $P_{к.макс.п}$ выбираем предоконечные транзисторы: T_1 типа *p-n-p*, а T_2 *n-p-n*. Предельные значения параметров транзисторов должны превышать значения E, $I_{к.макс.п}$ и $P_{к.макс.п}$.

Обратный ток коллектора $I_{коп}$ должен быть минимален.

Предельная частота усиления предоконечных транзисторов — $f_{\beta п}$ должна превышать наибольшую частоту усиливаемого сигнала по крайней мере раз в 5

$$f_{\beta п} \geqslant 5f_в.$$

Ввиду того что в качестве предоконечных транзисторов используются маломощные транзисторы, выполнение этого условия обычно не встречает затруднений.

13. Определяем емкость конденсатора C_1

$$C_1 \geqslant \frac{2}{\omega_н R_н},$$

где $\omega_н = 2\pi f_н$.

Чем больше емкость C_1, тем лучше. Недостаточная емкость конденсатора C_1 приводит к снижению максимальной мощности усилителя на низких частотах.

14. Сопротивление резистора R_1 зависит от параметров транзисторов оконечного каскада и подбирается при налаживании (во время регулировки тока покоя).

7. ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЙ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ТЕРМОСТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ УНЧ

Характеристики. Усилитель имеет следующие характеристики:

Напряжение питания	7—12 *в*
Сопротивление нагрузки	5—12 *ом*
Максимальная выходная мощность	От 0,35 до 3 *вт*, в зависимости от сопротивления нагрузки и напряжения питания
Нелинейные искажения при максимальной выходной мощности	Не более 1,5%
Полоса усиливаемых частот . .	20—20 000 *гц*
Регулировка тембра	Раздельная по низким и высоким частотам. Глубина регулировки не менее ±12*дб*

Частотная характеристика усилителя приведена на рис. 30

Коэффициент усиления на частоте 1 000 *гц**	Не менее 25
Напряжение шумов*	Не более 1 *мв*
Ток, потребляемый от источника питания при отсутствии сигнала	10—20 *ма*
Динамический диапазон усиления . .	Не менее 60 *дб*
Входное сопротивление	Не менее 80 *ком*
Глубина межкаскадных отрицательных обратных связей	28 *дб*
Диапазон рабочих температур	От −20 до +50° С

* Регуляторы тембра в средних положениях.

Принципиальная электрическая схема усилителя показана на рис. 31. Усилитель собран на 11 германиевых транзисторах. Транзисторы T_7, T_8, T_9 и T_{10}, резисторы R_{31}, R_{32} и конденсатор C_{16} образуют двухтактный оконечный бестрансформаторный каскад, состоящий из двух эмиттерных повторителей, собранных на составном

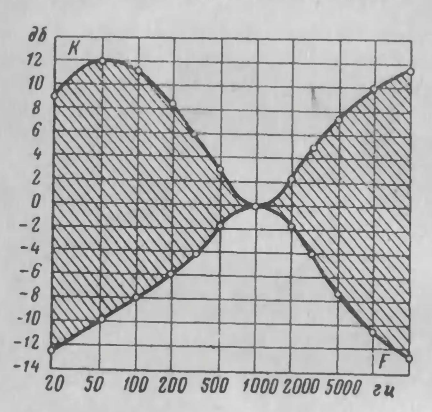


Рис. 30. Частотная характеристика усилителя.

Рис. 31. Принципиальная электрическая схема высококачественного бестрансформаторного термостабилизированного транзисторного УНЧ.

транзисторе p-n-p (транзисторы T_7 и T_9) и искусственном эквиваленте транзистора n-p-n (транзисторы T_8 и T_{10}).

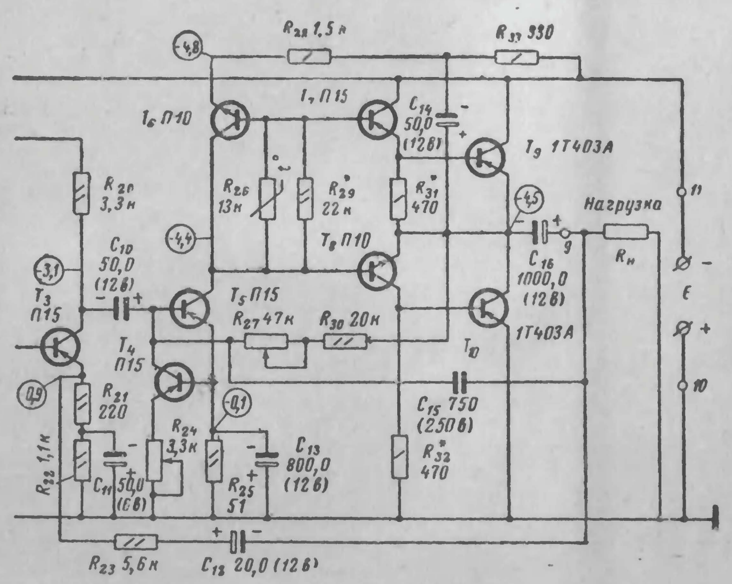
Оконечный каскад работает в режиме, близком к теоретическому режиму В. В качестве оконечных транзисторов применены среднечастотные транзисторы типа 1Т403А, имеющие небольшое, остаточное напряжение (не более 0,5 *в* при токе коллектора 0,5 *а*) и относительно хорошую частотную характеристику $f_\beta \geqslant 8$ *кгц*. Резисторы R_{31} и R_{32} повышают термостабильность оконечного каскада. Предоконечный каскад состоит из транзисторов T_4, T_5 и T_6, резисторов R_{24}, R_{25}, R_{28}, R_{29} и R_{33}, терморезистора R_{26} и конденсаторов C_{10}, C_{13} и C_{14}. Каскад на транзисторе T_5 является усилителем напряжения. Он собран по схеме с общим эмиттером. С помощью конденсатора C_{14} и резистора R_{33} осуществляется положительная обратная связь по питанию.

Транзистор T_6, резистор R_{29} и терморезистор R_{26} регулируют ток покоя оконечных транзисторов. С помощью резистора R_{29} устанавливается ток покоя при нормальной температуре, а транзистор T_6 и терморезистор R_{26} обеспечивают стабилизацию тока покоя при повышении температуры.

Сочетания параллельно включенных терморезистора R_{26} и резистора R_{29} обеспечивают стабилизацию тока покоя при понижении температуры. Работа схемы стабилизации была подробно описана в разделе 3.

Схема обеспечивает жесткую стабилизацию начального тока выходных транзисторов в широком диапазоне температур.

Транзистор T_4 и резисторы R_{24} и R_{25} вместе с цепью отрицательной обратной связи по постоянному току, осуществляемой через резисторы R_{27} и R_{30}, обеспечивают термостабилизацию напряжения покоя оконечного каскада. Через цепочку R_{27}, R_{30} осуществляется



также обратная связь по переменному току, улучшающая характеристики усилителя. Конденсатор C_{13} устраняет обратную связь по переменному току, которая может привести к нелинейным искажениям вследствие особого режима работы транзистора T_4.

С помощью конденсатора C_{10} осуществляется связь между каскадами. Конденсатор C_{15} предотвращает самовозбуждение усилителя на высоких частотах.

С помощью переменного резистора R_{24} производится регулировка усилителя для работы в широком диапазоне температур.

Каскад на транзисторе T_3 — обычный усилитель напряжения, собранный по схеме с общим эмиттером. Каскад охвачен отрицательной обратной связью как по постоянному, так и по переменному токам.

Обратная связь по постоянному току, осуществляемая с помощью резисторов R_{21} и R_{22}, стабилизирует рабочую точку. В результате работа каскада делается некритичной к разбросу параметров транзистора и к изменению температуры. Обратная связь по переменному току, осуществляемая с помощью резистора R_{21}, стабилизирует усиление, уменьшает нелинейные и частотные искажения и увеличивает входное сопротивление. Нагрузкой каскада является резистор R_{20}. Начальное смещение на базу транзистора подается с делителя $R_{18}R_{19}$.

Конденсатор C_8 осуществляет связь с предыдущим каскадом.

Три последних каскада усилителя (транзисторы T_3—T_{10}) охвачены отрицательной обратной связью по переменному току через цепочку R_{23}, C_{12}, что значительно улучшает частотную характеристику этих каскадов и уменьшает нелинейные искажения.

Первые два каскада усилителя собраны на малошумящих транзисторах типа П13Б. Каскад на транзисторе T_2 аналогичен уже рассмотренному каскаду на транзисторе T_3, с той лишь разницей, что в нем имеется дополнительная цепь отрицательной обратной связи по постоянному и переменному токам, осуществленная с помощью резистора R_{12}, который является одновременно и частью делителя, служащего для подачи начального смещения на базу транзистора T_2 (R_{12}, R_{13}). В каскаде на транзисторе T_1 осуществляется регулировка тембра по низким и высоким частотам.

Каскад выполнен по схеме с общим эмиттером и охвачен глубокой отрицательной обратной связью как по постоянному, так и по переменному токам. Обратная связь осуществляется с помощью резистора R_7, включенного в цепь эмиттера транзистора T_1. Если движки потенциометров R_9 и R_{11} находятся в средних положениях, коэффициент усиления каскада из-за наличия глубокой отрицательной обратной связи равен приблизительно 1,5. При перемещении движка потенциометра R_9 вниз резистор R_7 шунтируется конденсатором C_4, обратная связь для высоких частот уменьшается, создается подъем частотной характеристики в области высоких частот. При перемещении движка потенциометра R_9 вверх конденсатор C_3 шунтирует нагрузку каскада (резистор R_6), создавая завал частотной характеристики в области высших частот.

Резистор R_8 ограничивает завал частотной характеристики в нужных пределах и предотвращает появление нелинейных искажений при чрезмерном шунтировании нагрузки каскада конденсатором C_3.

Аналогично действует и потенциометр R_{11}, создавая подъем или завал частотной характеристики в области низких частот. На частот-

ную характеристику в области высоких частот положение движка потенциометра R_{11} влияет мало, так как между плюсом источника питания (общим проводом схемы) и движком потенциометра R_{11} включен дроссель $Др_1$, имеющий малое сопротивление для низких частот и большое для высоких, а емкости разделительных конденсаторов C_5 и C_6 увеличены до 50 *мкф* (C_3, C_4 имеют всего по 0,05 *мкф*).

Резистор R_5 и конденсатор C_1 осуществляют развязку первого каскада от источника питания. Конденсатор C_7 осуществляет связь между первым и вторым каскадами. Резистор R_2 повышает входное сопротивление усилителя. С помощью переменного резистора R_1 производится регулировка громкости. Питание трех первых каскадов усилителя осуществляется от стабилизатора на транзисторе T_{11}, что предотвращает самовозбуждение усилителя на очень низких частотах, где развязка с помощью конденсатора не может дать желаемых результатов. Применение специального стабилизатора, а не просто стабилитрона, вызвано тем, что минимальное напряжение стабилизации общедоступных маломощных стабилитронов равно 7—8,5 *в* (стабилитроны типов Д808, Д814А), а это значит, что при снижении напряжения источника питания до 8—9 *в* стабилизатор на стабилитроне прекратит работу и в усилителе возникнет низкочастотная генерация. В примененной схеме минимальное напряжение питания, при котором усилитель продолжает работать нормально, снижается до 6—7 *в*. Работа стабилизатора основана на нелинейности вольтамперной характеристики стабилитрона, напряжение на котором мало меняется при значительных изменениях напряжения питания. Поэтому ток коллектора транзистора T_{11}, который, как видно из схемы, определяется падением напряжения на стабилитроне $Д_1$* и сопротивлением резистора R_{14}, тоже мало меняется. Нагрузкой транзистора T_{11} являются три первых каскада усилителя, и, так как через них протекает мало зависящий от напряжения питания коллекторный ток транзистора T_{11}, напряжение на них также мало зависит от напряжения источника питания.

Напряжение питания трех первых каскадов (пропорциональное току стабилизатора) можно изменять, меняя сопротивление резистора R_{14}.

Как следует из принципиальной электрической схемы и описания, первые каскады усилителя имеют лишь местные отрицательные обратные связи, осуществляемые с помощью резисторов R_7, R_{12} и R_{16}, причем отрицательная обратная связь в первом каскаде зависит от положения движков потенциометров R_9 и R_{11}. Остальные каскады усилителя имеют отрицательные обратные связи, охватывающие сразу несколько каскадов — межкаскадные отрицательные обратные связи. Обратная связь через R_{23} и C_{12} охватывает три каскада усилителя, обратная связь через R_{27} и R_{30} — два. Такое построение схемы не случайно. Каскад, в котором производится регулировка тембра, нельзя включать в число каскадов, охваченных межкаскадной отрицательной обратной связью. В противном случае глубина регулировки тембра будет незначительной.

Как известно, отрицательная обратная связь уменьшает всякого рода искажения, возникающие в охваченных ею каскадах. В данном случае «искажениями», которые уменьшит обратная связь, будут полезные изменения частотной характеристики усилителя, вызван-

---

* Вместо Д808 можно поставить более дешевый диод Д103, при этом R_{14} несколько изменится (*прим. ред.*).

ные перемещениями движков потенциометров R_9 и R_{11}, т. е. регулировкой тембра. Поэтому регулировка тембра в усилителе выполнена в каскаде, не охваченном межкаскадными обратными связями, а для того чтобы нелинейные искажения были малы, этот каскад поставлен на место, где уровень сигнала мал, т. е. является первым каскадом усилителя. Второй каскад усилителя не охвачен межкаскадной отрицательной обратной связью из соображений устойчивости усилителя.

Конструкция усилителя. Конструктивно усилитель состоит из трех частей: общей печатной платы, блока оконечных транзисторов и блока конденсаторов.

Расположение деталей на общей печатной плате показано на рис. 32, а на рис. 33 дан чертеж общей печатной платы. Общая печатная плата изготовляется из фольгированного гетинакса. Размеры платы 62×150×2 *мм*. Отверстия, в которые вставляются и запаиваются концы соответствующих элементов, на рис. 33 зачернены.

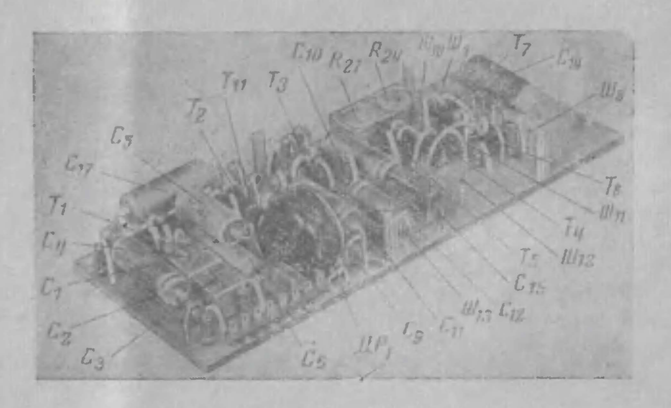


Рис. 32. Расположение деталей на общей печатной плате.

Для соединения с блоком оконечных транзисторов и блоком конденсаторов на общей печатной плате установлено 13 штырьков, в которые входят соответствующие гнезда блока оконечных транзисторов и блока конденсаторов. Штырьки $Ш_1$—$Ш_9$ служат для соединения с блоком оконечных транзисторов, а штырьки $Ш_{10}$—$Ш_{13}$ — для соединения с блоком конденсаторов. Отверстия общей печатной платы, служащие для подключения переменных резисторов R_1, R_9 и R_{11}, источника питания и громкоговорителя, не зачернены и отмечены соответствующими цифрами *1—11*.

Блок конденсаторов собран на печатной плате из фольгированного гетинакса. Размеры печатной платы 62×62×2 *мм*.

Конструкция блока конденсаторов показана на рис. 34, а на рис. 35 дан чертеж печатной платы с размещенными на ней конденсаторами. Гнезда, служащие для соединения с общей печатной платой, обозначены $Г_{10}$—$Г_{13}$. Номера гнезд соответствуют номерам штырей на общей печатной плате.

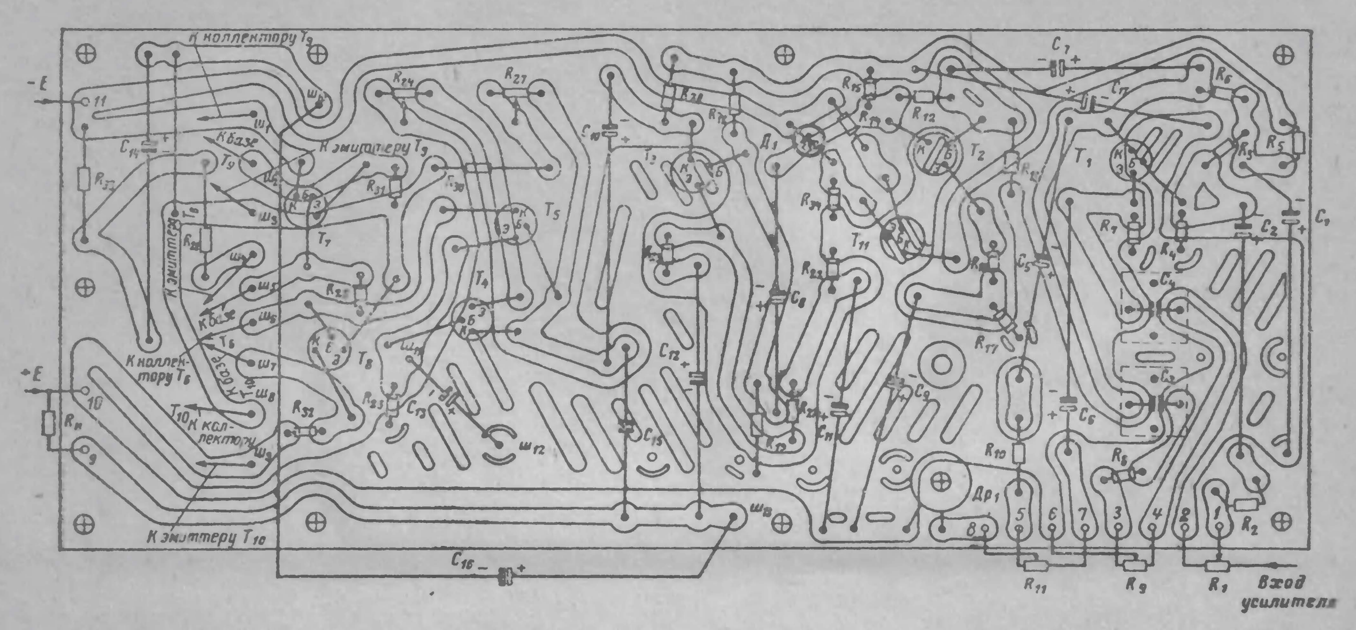


Рис. 33. Чертеж общей печатной платы.

Конструкция блока оконечных транзисторов показана на рис. 36. Транзистор T_6 и терморезистор R_{26} вклеены на эпоксидном компаунде в специальные отверстия в основании блока. Радиаторы оконеч-

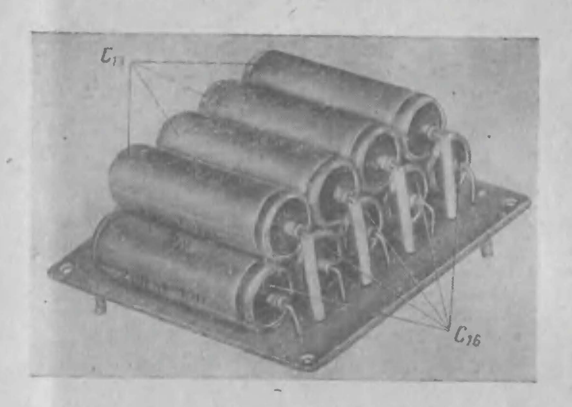


Рис. 34. Конструкция блока конденсаторов.

ных транзисторов изолированы от основания с помощью лавсановой пленки толщиной 50 *мк*. Такая конструкция блока оконечных транзисторов обеспечивает хорошую теплопередачу от оконечных транзисторов к элементам термостабилизации, а значит и хорошую термостабилизацию усилителя. На блоке оконечных транзисторов имеется колодка с гнездами $Г_1$—$Г_9$, служащими для соединения блока оконечных транзисторов с общей печатной платой.

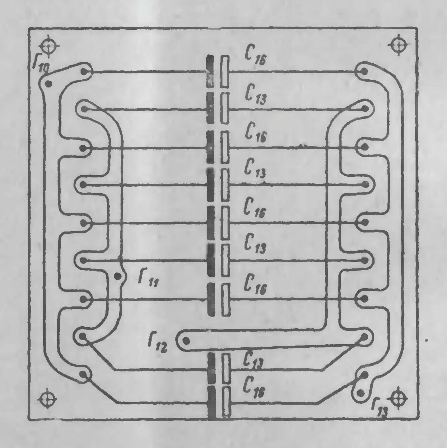


Рис. 35. Чертеж печатной платы блока конденсаторов.

Усилитель в собранном виде показан на рис. 37. Крепление блока конденсаторов к общей печатной плате осуществляется с помощью четырех стоек и восьми винтов. Блок оконечных транзисторов крепится на винте, вворачиваемом в специальный выступ основания.

Детали усилителя. Типы транзисторов, сопротивления и мощности резисторов, емкости и рабочие напряжения конденсаторов указаны на принципиальной схеме.

Постоянные резисторы применены типа МЛТ. Переменные резисторы: R_1 — типа ТК, R_9 и R_{11} — типа СП-1, а R_{24} и R_{27} — С5-2. Терморезистор R_{26} типа ММТ-4. Все электролитические конденсато-

ры фирмы «Тесла»: C_{13} состоит из четырех, а C_{16} — из пяти конденсаторов емкостью 200 *мкф*, включенных параллельно. Конденсаторы C_3 и C_4 — типа КМПП, конденсатор C_{15} — КСО. Дроссель $Др_1$ выполнен на тороидальном ленточном сердечнике типа ОЛ 10/16-6,5 из

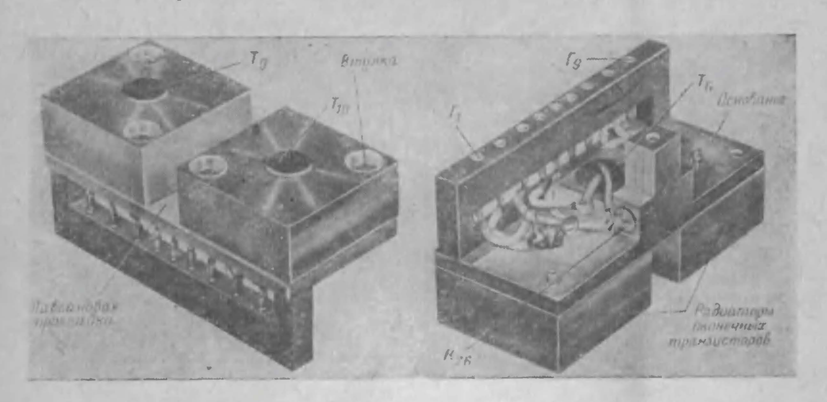


Рис. 36. Конструкция блока оконечных транзисторов.

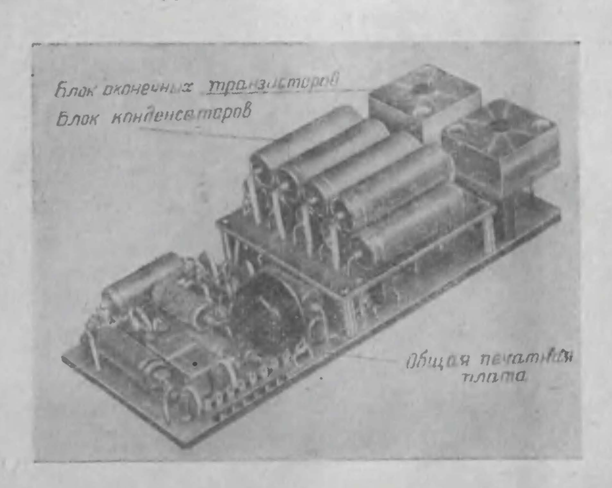


Рис. 37. Усилитель в собранном виде.

пермаллоя 79НМ. Толщина ленты 0,05 *мм*. Дроссель содержит 380—450 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,15—0,25 *мм*. Индуктивность дросселя на частоте 100 *гц* при напряжении 10 *мв* должна быть от 0,5 до 0,65 *гн*.

Может быть применен и другой дроссель, имеющий индуктивность, близкую к указанной.

Налаживание усилителя. Необходимыми условиями для быстрого налаживания усилителя являются исправность деталей и

правильность монтажа. Поэтому все детали перед монтажом необходимо проверить, а перед включением питания еще раз проверить правильность монтажа. Если детали исправны и монтаж сделан правильно, то налаживание усилителя не будет трудным.

Для налаживания усилителя необходимо иметь два прибора: вольтметр на 10—20 *в* и миллиамперметр на 20—50 *ма*, например, два тестера ТТ-1.

Миллиамперметр надо включить между коллектором транзистора T_9 и минусом источника питания (минусом к источнику питания), предварительно отпаяв коллектор этого транзистора от минуса источника питания.

Вольтметр подсоединить между точкой соединения коллектора транзистора T_{10} с эмиттером транзистора T_9 и плюсом источника питания (плюсом к источнику питания). В дальнейшем напряжение в точке соединения коллектора транзистора T_{10} с эмиттером транзистора T_9 будем называть напряжением покоя.

Параллельно резистору R_{29} следует припаять резистор сопротивлением 100 *ом*. Движки переменных резисторов R_{24} и R_{27} поставить в средние положения.

Наблюдая за показаниями миллиамперметра и соблюдая указанную на схеме полярность, включить источник питания *.

Ток в миллиамперметре должен быть не более 1 *ма*. Если ток окажется значительно больше, то источник питания надо немедленно отключить и снова проверить правильность монтажа — соответствие его электрической схеме, а также проверить исправность транзисторов T_7, T_8, T_9 и T_{10}.

Если ток миллиамперметра будет меньше 1 *ма*, что всегда и бывает, когда транзисторы исправны и схема собрана правильно, то, изменяя сопротивления переменного резистора R_{27}, установить по вольтметру напряжение покоя, равное половине напряжения источника питания ($E/2$). При увеличении сопротивления резистора R_{27} напряжение покоя увеличивается и наоборот при уменьшении — уменьшается.

Отпаять резистор сопротивлением 100 *ом*, который был подключен параллельно резистору R_{29}, и, подбирая сопротивление резистора R_{29}, добиться, чтобы показания миллиамперметра находились в пределах от 5 до 10 *ма*.

Если с помощью R_{29} этого сделать не удается, то нужно несколько изменить сопротивления резисторов R_{31} и R_{32}, причем равенство между ними должно сохраняться.

Увеличение сопротивления резисторов R_{29}, R_{31} и R_{32} вызывает увеличение показаний миллиамперметра.

Сопротивления резисторов R_{29}, R_{31} и R_{32} могут находиться в следующих пределах: R_{29} — 10÷47 *ком*; R_{31} и R_{32} — 100 *ом*÷1 *ком*.

Если усилитель предназначен для работы в широком диапазоне температур, то следует проверить его работу при крайних значениях температуры: —20° С и +50° С.

Изменяя сопротивление переменного резистора R_{24}, нужно добиться, чтобы напряжение покоя при изменении температуры менялось не более чем на 0,1—0,2 *в*. Если напряжение покоя меняется больше и при понижении окружающей температуры увеличивается, а при повышении — уменьшается, сопротивление резистора R_{24} сле-

* Неверная полярность источника питания приводит к выходу из строя сразу нескольких транзисторов.

дует уменьшить, и наоборот, если при понижении окружающей температуры напряжение покоя уменьшается, а при повышении увеличивается, сопротивление резистора R_{24} следует увеличить.

При изменении сопротивления резистора R_{24} абсолютная величина напряжения покоя изменится и будет отличаться от значения $E/2$, поэтому после указанной регулировки его необходимо установить на это значение путем изменения сопротивления резистора R_{27}, как было указано выше.

Если переменных резисторов типа С5-2 в наличии нет, на место R_{27} и R_{24} ставят постоянные резисторы. Наладка усилителя при этом производится следующим образом.

Резисторы R_{27} и R_{24} на платы сначала вообще не ставят, вместо них присоединяют переменные резисторы любого типа, близкие по сопротивлениям указанным на схеме значениям R_{27} и R_{24}. Производится регулировка усилителя, как было указано выше. После этого питание выключают, переменные резисторы отпаивают и измеряют их сопротивления. Затем подбирают постоянные резисторы, по сопротивлениям близкие к измеренным, и устанавливают их на платы.

Ориентировочные значения постоянных напряжений в характерных точках схемы при напряжении источника питания 9 *в*, нормальной температуре и при отсутствии сигнала, измеренные относительно плюса источника питания тестером ТТ-1, указаны на схеме.

Измеренные значения не должны отличаться от указанных более чем на ±20%. Напряжение на коллекторе транзистора T_{11} выставляется равным 5 *в* путем подбора сопротивления резистора R_{14}.

Испытание двух макетов усилителя показали следующие результаты:

1. Сопротивления резисторов, подбираемых при регулировке

Обозначение на схеме	Усилитель № 1	Усилитель № 2
R_{14}	390 *ом*	390 *ом*
R_{29}	13 *ком*	33 *ком*
R_{31} и R_{32} . .	100 *ом*	680 *ом*

2. Нелинейные искажения, %, при $E=9$ *в*, $R_н=5$ *ом*, $P_1=1$ *вт*, $t=25°$ С.

Частота усиливаемого сигнала, *гц*	Усилитель № 1	Усилитель № 2
20	0,7	0,3
50	0,5	0,9
100	0,6	0,9
400	0,7	0,7
1 000	0,7	0,7
3 000	0,7	0,5
5 000	1,0	0,5
8 000	1,3	0,6
10 000	1,4	0,9

Меньшие нелинейные искажения в усилителе № 2 на высоких частотах объясняются лучшими частотными характеристиками установленных в нем оконечных транзисторов типа 1Т403А, которые были специально отобраны.

3. Термостабильность усилителя. При изменении температуры от —20 до +50° С ток покоя изменялся от 5 до 24 *ма*; напряжение покоя оставалось равным 5,9—6 *в*. Регулировка с помощью переменного резистора R_{24} не производилась, его движок был установлен в среднее положение.

В заключение следует отметить, что для реализации высоких электрических параметров усилителя необходимо применять высококачественные динамические громкоговорители. Кроме того, источник питания вместе с токоподводящими проводами должен иметь выходное сопротивление не более 0,5 *ом*, так как импульсный ток, потребляемый усилителем, может достигать 1 *а* (при $E=12$ *в* и $R_н=5$ *ом*). В случае, если источник имеет большее внутреннее сопротивление, его необходимо зашунтировать конденсатором с емкостью 1 500—2 000 *мф*.

Литература

1. Дольник А. Г., Громкоговорители, изд-во «Энергия», Массовая радиобиблиотека, 1964.
2. Кризе С. Н., Усилители низкой частоты, Связьиздат, 1948.
3. Лоу А. и др. Основы полупроводниковой электроники, изд-во «Советское радио», 1958.
4. Малинин Р. М., Резисторы, изд-во «Энергия», Массовая радиобиблиотека, 1965.
5. Михайлов И. В. и Пропошин А. И., Конденсаторы, изд-во «Энергия», Массовая радиобиблиотека, 1965.
6. Полупроводниковые триоды и диоды (под ред. И. Ф. Николаевского), Связьиздат, 1961.
7. Попов П. А., Расчет транзисторных усилителей звуковой частоты, изд-во «Энергия», массовая радиобиблиотека, 1964.
8. Ризкин А. А., Основы теории усилительных схем, изд-во «Советское радио», 1958.
9. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам (под ред. Н. Н. Горюнова), изд-во «Энергия», 1964.
10. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд. 2-е, изд-во «Энергия», 1967.
11. Транзисторы и полупроводниковые диоды (под ред. И. Ф. Николаевского), Связьиздат, 1963.
12. Цыкин Г. С., Электронные усилители, изд-во «Связь», 1965.
13. Ши Р., Полупроводниковые триоды и их применение, Госэнергоиздат, 1957.
14. Ши Р., Усилители звуковой частоты на полупроводниковых триодах, Изд-во иностр. лит., 1957.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЛАН МРБ НА 1969 г.

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

Featured Вознюк В. В. **В помощь школьному радиокружку.** 8,5 л. 40 000 экз. 34 к.

Козюренко Ю. И. **Искусственная реверберация.** 5 л. 20 000 экз. 12 к.

Радиолюбительские конструкции. (Указатель описаний за 1966—1968 гг.). Изд. 5-е, полностью обновленное. 18 л. 50 000 экз. 82 к.

Ротхаммель К. **Антенны.** (Перев. с нем.). Изд. 2-е. 21 л. 30 000 экз. 1 р. 09 к.

Смирнов А. Д. **Радиолюбители — народному хозяйству.** 10 л. 30 000 экз. 40 к.

Соколов С. Н. **Задачник для радиолюбителей.** 5 л. 30 000 экз. 20 к.

Тихомиров В. С. **Стабилизация режима и параметров транзисторного каскада.** 8 л. 40 000 экз. 32 к.

Хомич В. И. **Ферритовые антенны.** Изд. 2-е, 8,5 л. 30 000 экз. 34 к.

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И НОВАЯ ТЕХНИКА

Верхало Ю. Н. **Твой друг — электроника.** 6 л. 30 000 экз. 24 к.

Гаврилов С. Н. и Никулин С. М. **Интегральная микроэлектроника.** 8 л. 30 000 экз. 32 к.

Мартынов Е. М. **Электронные устройства дискретного действия.** Изд. 2-е. 12 л. 30 000 экз. 48 к.

Синельников А. Х. **Электроника в автомобиле.** 6 л. 30 000 экз. 24 к.

Тычино К. К. **Пересчетные декады.** 4 л. 30 000 экз. 16 к.

Эймишен Ж. **Радиоэлектроника?.. Нет ничего проще!** Перев. с франц. 18 л. 80 000 экз. 95 к.

РАДИОПРИЕМНИКИ И УСИЛИТЕЛИ

Воробьев С. И. **Радиоконструктор на модулях.** 4 л. 40 000 экз. 16 к.

Гендин Г. С. **Высококачественное воспроизведение звука.** 10 л. 60 000 экз. 40 к.

Гумеля Е. Б. **Налаживание транзисторных приемников.** Изд. 2-е. 4 л. 80 000 экз. 16 к.

Есаков В. Ф. и др., **Автоматическая регулировка усиления в усилителях низкой частоты.** 6,5 л. 40 000 экз. 26 к.

Соболевский А. Г. **Твой первый радиоприемник.** 3 л. 20 000 экз. 12 к.

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Айсберг Е. и Дури Ж. П. **Цветное телевидение?.. Это почти просто!** 15 л. 70 000 экз. 81 к.

Ельяшкевич С. А. **Телевизоры.** (Справочные материалы). 28 л. 150 000 экз. 1 р. 22 к.

Сикс А. **Починить телевизор? Нет ничего проще!** Перев. с франц. Изд. 2-е. 9,5 л. 75 000 экз. 45 к.

Сотников С. К. **Переделка телевизоров.** Изд. 3-е. 7 л. 25 000 экз. 28 к.

Тихомиров В. С. **Синхронизация и развертка транзисторного телевизора.** 10 л. 50 000 экз. 40 к.

ЗВУКОЗАПИСЬ

Алексеев Ю. А. и др. **Как сконструировать магнитофон.** 7 л. 50 000 экз. 28 к.

Василевский Д. П. **Кассетные магнитофоны.** 3 л. 45 000 экз. 20 к.

Корольков В. Г. **Магнитная звукозапись.** 18 л. 50 000 экз. 72 к.

Курбатов Н. В. и Яновский Е. Б. **Справочники по магнитофонам.** Изд. 3-е, 20 л. 150 000 экз. 90 к.

Онацевич М. А., **Двигатели постоянного тока для магнитофонов.** 5 л. 30 000 экз. 20 к.

Самодуров Д. В. **Любительские магнитофоны.** 7 л. 50 000 экз. 28 к.

ИЗМЕРЕНИЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Акментыньш А. Я. **Любительский куметр.** 5 л. 30 000 экз. 20 к.

Грибанов Ю. И. **Измерения и приборы в радиолюбительской практике.** 12 л. 50 000 экз. 48 к.

Дудич И. И. **Простые измерительные приборы.** 6 л. 50 000 экз. 24 к.

Логинов В. Н. **Электрические измерения механических величин.** 5 л. 50 000 экз. 20 к.

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ, ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Грибенников Н. Д., **Расчет выпрямителей и стабилизаторов.** 9,5 л. 50 000 экз. 38 к.

Малинин Р. М. **Питание радиоаппаратуры от электросети.** Изд. 2-е. 9 л. 75 000 экз. 36 к.

Малинин Р. М. **Резисторы.** Изд. 2-е. 5 л. (Справочная серия). 25 000 экз. 20 к.

ВНИМАНИЮ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ

Синельников Александр Ханонович

Бестрансформаторные транзисторные усилители низкой частоты

Редактор *Б. З. Кац*

Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Технический редактор *Л. А. Пантелеева*

Корректор *Е. В. Кузнецова*

Сдано в набор 25/XI 1968 г. Подписано к печати 15/V 1969 г. Т-04784
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 2,94 Уч.-изд. л. 3,5
Тираж 50 000 экз. Цена 14 коп. Зак. 1595

Издательство „Энергия". Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.